

Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

Fakulta strojní

Katedra automatizační techniky a řízení

**Vlastnosti a vyzařovací charakteristiky
reproduktorů pro ozvučení rozsáhlých prostorů**

**Dynamic and Directional Properties of
Loudspeakers for the use in Large Venues**

Student:

Bc. Tomáš Duda

Vedoucí diplomové práce:

prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

Ostrava 2010

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Tomáš Duda

Studijní program:

N2301 Strojní inženýrství

Studijní obor:

3902T004 Automatické řízení a inženýrská informatika

Téma:

Vlastnosti a vyzařovací charakteristiky reproduktorů pro ozvučení
rozsáhlých prostorů
Dynamic and Directional Properties of Loudspeakers for the Use in
Large Venues

Zásady pro vypracování:

1. Popište metody měření směrových a dynamických vlastností reproduktorů a reproduktorových soustav včetně potřebných snímačů, záznamového zařízení a software. Zaměřte se na způsob impulsního buzení reproduktoru metodou MLS.
2. Proveďte experimentální měření impulsních a vyzařovacích charakteristik reproduktorové soustavy a pomocí metod identifikace dynamických systémů vyhodnoťte získané záznamy.
3. Navrhněte náhradní elektromechanický model reproduktoru jako nástroj pro analýzu jeho frekvenční a impulsní charakteristiky metodou matematické simulace a výsledek porovnejte s experimentálním měřením.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky a formulujte doporučení pro výuku.

Seznam doporučené odborné literatury:


- [1] Crocker, M. *Handbook of noise and vibration control*, John Wiley and Sons, Inc., 2007.
- [2] Hassalt, J.R. - Zaveri, K. *Acoustic Noise Measurements*. Brüel & Kjaer, 1988.
- [3] Kadlec F. *Zpracování akustických signálů*, Praha, Vydavatelství ČVUT, 1996, 194s., ISBN 80-01-01525-4.
- [4] Measurements in building acoustics. Primers DK BR 0178-13, Brüel & Kjaer, 1988.
- [5] Škvor, Z. *Akustika a elektroakustika*, Praha, Academia, 2002, ISBN 80-200-0461-0.
- [6] Tůma, J. *Zpracování signálů získaných z mechanických systémů*. 1. vyd. Praha : Sdělovací technika, 1997. 174 s. ISBN 80-901936-1-7.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

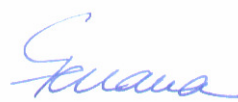
Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.**

Datum zadání: 18.12.2009

Datum odevzdání: 21.05.2010


prof. RNDr. Lubomír Smutný, Dr.
vedoucí katedry




prof. Ing. Radim Farana, CSc.
děkan fakulty

Místořísežné prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem celou diplomovou práci včetně příloh vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

V Ostravě 16.5.2010

.....
podpis

Prohlašuji, že

- jsem byl seznámen s tím, že na moji diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména § 35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a § 60 – školní dílo.
- beru na vědomí, že Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava (dále jen „VŠB-TUO“) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě diplomovou práci užít (§ 35 odst. 3).
- souhlasím s tím, že diplomová práce bude v elektronické podobě uložena v Ústřední knihovně VŠB-TUO k nahlédnutí a jeden výtisk bude uložen u vedoucího diplomové práce. Souhlasím s tím, že údaje o kvalifikační práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- bylo sjednáno, že s VŠB-TUO, v případě zájmu z její strany, uzavřu licenční smlouvu s oprávněním užít dílo v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona.
- bylo sjednáno, že užít své dílo – diplomovou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem VŠB-TUO, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly VŠB-TUO na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše).
- beru na vědomí, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě: 16.5.2010

.....
podpis

Tomáš Duda
Hořínkova 565/14
724 00 Ostrava-Stará Bělá

ANOTACE DIPLOMOVÉ PRÁCE

DUDA, T. *Vlastnosti a vyzařovací charakteristiky reproduktorů pro ozvučení rozsáhlých prostorů*. Ostrava: Katedra automatizační techniky a řízení, Fakulta strojní VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2010, 77 s. Diplomová práce, vedoucí Tůma, J.

Tato práce se zabývá identifikací dynamických a směrových vlastností reproduktorů, včetně jejich matematických popisů a simulací. V úvodu práce jsou popsány základní charakteristiky akustických prostorů a reproduktorů. Práce pokračuje návrhem měřicích metod vhodných pro identifikaci frekvenčních vlastností reproduktorů, včetně popisu měřicích signálů se zaměřením na použití pseudonáhodných posloupností MLS. Navržené metody byly experimentálně ověřeny v bezdozvukové komoře VŠB-TUO. Podstatnou částí práce byl návrh a sestavení lineárního a nelineárního matematického modelu reproduktoru. Oba matematické modely byly simulačně ověřeny a jejich přenosové vlastnosti byly porovnány s experimentálně získanými frekvenčními charakteristikami. U obou simulačních modelů bylo dosaženo velmi dobré shody s reálným reproduktorem.

ANNOTATION OF THESIS

DUDA, T. *Dynamic and Directional Properties of Loudspeakers for use in Large Venues*. Ostrava: Department of Control Systems & Instrumentation, Faculty of Mechanical Engineering VŠB – Technical University of Ostrava, 2010, 77 p. Thesis, head Tůma, J.

This thesis deals with the identification of frequency and directional properties of loudspeakers, including their mathematical models and simulation. In the introduction of this thesis, fundamental characteristics of acoustic spaces and loudspeakers are described. Thesis continues by the suggestion of methods of measurements appropriate for loudspeaker identification, including descriptions of testing signals based on pseudorandom signals of the maximum length sequence (MLS) type. The suggested methods were verified experimentally in the anechoic room at VŠB-TUO. The substantial part of the thesis deals with the design of linear and nonlinear mathematical model of loudspeakers. Both mathematical models were verified by simulation and experimentally. Simulation is in very good accordance with the real loudspeaker in the middle frequency range of the frequency response.

OBSAH

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A ZNAČENÍ	7
1 Úvod.....	9
2 Základy teorie šíření zvuku.....	10
2.1 Vznik zvuku a akustický tlak	10
2.2 Intenzita zvuku	13
2.3 Postupné a stojaté vlnění	14
2.4 Zvuková pole – šíření hluku v otevřených a uzavřených prostorech.....	16
3 Charakteristiky akustických prostorů a zdrojů zvuku	18
4 Návrh měřicí metody	22
4.1 Návrh metody pro zjištění impulsní charakteristiky reproduktoru	22
4.2 Návrh metody pro zjištění směrových charakteristik reproduktoru.....	27
4.3 Volba měřicích signálů.....	29
5 Experimentální měření	35
5.1 Postup měření impulsních charakteristik	35
5.2 Postup měření směrových charakteristik.....	37
5.3 Podmínky měření a seznam použitého zařízení	38
6 Zpracování a vyhodnocení naměřených dat.....	39
6.1 Zpracování záznamů měření impulsních charakteristik.....	39
6.2 Zpracování záznamů měření směrových charakteristik	53
7 Návrh matematického modelu reproduktoru.....	56
7.1 Fyzikální realizace reproduktoru.....	56
7.2 Analogie systémů	59
7.3 Ekvivalentní schéma reproduktoru.....	61
7.4 Simulační schéma lineárního modelu reproduktoru.....	63
7.5 Ekvivalentní schéma nelineárního modelu reproduktoru.....	68
7.6 Simulační schéma nelineárního modelu reproduktoru	70
7.7 Porovnání výsledků simulací s experimentální identifikací.....	72
Závěr a návrh dalšího postupu	74

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A ZNAČENÍ

a	koeficient
AD	analogově - digitální převodník
B	magnetická indukce [T]
b	koeficient, tlumení [N.s.m ⁻¹]
C	kapacita [F]
C_m	poddajnost [m.N ⁻¹]
CPB	Constant Percentage Band – konstantní relativní šířka pásma
DA	digitálně - analogový převodník
DC	označení stejnosměrného napětí
ddx	druhá derivace x podle času
DOSC	patentovaný systém zvukovodů firmy L-Acoustics
DSP	Digital Signal Processing - digitální zpracování signálu
dx	první derivace x podle času
F	síla [N]
FFT	Fast Fourier Transformation - rychlá Fourierova transformace
f_R	maximální frekvenční rozsah měření [Hz]
f_s	vzorkovací frekvence [Hz]
FT	Fourier Transformation - Fourierova transformace
g	gravitační zrychlení [m.s ⁻¹]
$g(t)$	impulsní funkce
HF	High Frequency – vyšší frekvence (pásmo)
Hz	jednotka frekvence
I	elektrický proud [A], intenzita [W.m ⁻²]
i	okamžitý elektrický proud [A]
j	označení komplexního čísla
k	tuhost [N.m ⁻¹]
L	indukčnost [H]
l	délka [m]
m	hmotnost [kg]
MF	Mid Frequency – střední frekvence (pásmo)

MKP	Metoda Konečných Prvků
MLS	Maximum Length Sequence – signál maximální délky
MLSSA	měřicí program firmy DRA Laboratories
P	výkon [W]
p	tlak [Pa]
q	objemová rychlost [$\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}$]
R	odpor (elektrický) [Ω]
RMS	efektivní hodnota signálu [dB]
R_{xx}	autokorelační funkce
R_{xy}	vzájemná korelační funkce
S	plocha [m^2]
s	komplexní proměnná
S_{xx}	spektrální výkonová hustota
SPL	Sound Pressure Level - hladina akustického tlaku [dB]
t	čas [s]
T_d	dopravní zpoždění
TEDS	Transducer Electronic Data Sheet – automatická identifikace snímače
Tr	Reverberation Time – dozvuk [s]
U	elektrické napětí [V]
u	okamžité elektrické napětí [V]
v	rychlost [$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$]
x	proměnná (času)
Z	impedance [Ω]
$\delta(t)$	Diracův impuls
Δ	přírůstek
φ	fáze [rad], úhel [$^\circ$]
π	Ludolfovo číslo
σ	směrodatná odchylka
ω	úhlový kmitočet [$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$]

1 Úvod

Modelování a simulace dynamických systémů jsou v posledních letech jedny z nejdůležitějších etap vývoje nových, případně inovací starších systémů, přinášející nejen úsporu času při vlastním vývoji (není třeba vyrábět funkční vzory), ale především podstatné snížení nákladů při uvádění zařízení do provozu. Extrémním případem pak může být včasné odhalení a eliminace stavu naprosté nefunkčnosti systému.

Pro dosažení co nejvěrnějšího popisu reálného systému matematickým modelem je v první řadě nejdůležitější teoretický rozbor systémů a jeho popis pomocí vhodného matematického vyjádření. Pro vlastní simulaci je pak důležité získat parametry simulačního modelu, jejichž dostupnost závisí na hloubce znalostí daného dynamického systému. V nejjednodušších případech se může jednat „pouze“ o geometrické parametry dané konstrukcí, v opačném případě může být požadovaný parametr závislý na mnoha jiných, měnících se v závislosti na stavu systému včetně kombinace s jeho možným nelineárním projevem. V takovém případě je mnohdy jediným způsobem, jak nutné parametry získat, provedení experimentálních měření, včetně jejich vyhodnocení vhodnými metodami.

Metody identifikace dynamických systémů jsou stejně jako technická diagnostika úzce spjaty se zpracováním signálu v obecném pojetí, neboť naměřené signály vždy obsahují nežádoucí vlivy v podobě rušení, způsobeného jak vlivem okolí, tak nedokonalostí prvků měřicího řetězce. Zpracování signálů tak může spočívat například v jednoduché filtraci, ale také v aplikaci rozsáhlých a složitých výpočetních algoritmů realizovaných pomocí speciálních přístrojů, nebo jak je v posledních několika letech obvyklé, pomocí běžných PC v kombinaci s vhodnými perifériemi a softwarem.

Tato práce se v první části zabývá návrhem experimentálních měřicích metod, pro identifikaci charakteristik reproduktorů, představujících elementární elektro-mechanický systém, včetně ověření vhodnosti použití budicích signálů se zaměřením na MLS signály. Naměřené výsledky pak budou zpracovány pomocí metod identifikace dynamických systémů.

Druhá část práce se zabývá návrhem matematického modelu reproduktoru, včetně sestavení simulačního schématu v prostředí Matlab-Simulink a provedení vlastních simulací.

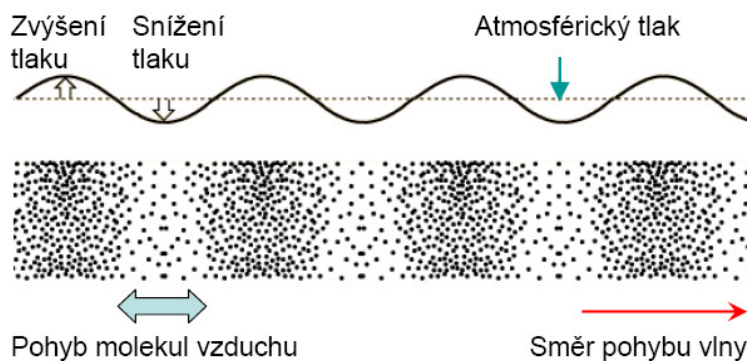
Výsledky získané simulací budou porovnány s výsledky experimentální identifikace FRF reproduktoru.

2 Základy teorie šíření zvuku

Způsoby a podmínky šíření hluku velmi výrazně ovlivňují výsledný akustický vjem, který může být posuzován z hlediska omezení negativních vlivů na člověka, nebo naopak v cíleném, dostatečně intenzivním pokrytí dané lokality v prostoru zvukem s co nejlepšími reprodukčními parametry bez dalších nežádoucích rušení, což má přímou souvislost s hlavní náplní této práce. Proto budou v této kapitole zmíněny základy teorie šíření zvuku, jenž se mohou stát opěrným bodem pro mnoho následných úvah.

2.1 Vznik zvuku a akustický tlak

Příčinou vzniku zvuku je emitování akustického výkonu zdrojem zvuku, což má za následek vznik akustického tlaku - postupného vlnění šířícího se nejčastěji ve vzduchu. Tento jev lze chápat jako zhušťování a zředňování molekul vzduchu a jejich kmitání kolem rovnovážné polohy. Ve skutečnosti pak dochází k lokálnímu zvýšení/snížení tlaku vzduchu. Mechanismus šíření vlny ilustruje následující obrázek (Obrázek 1).



Obrázek 1 - Mechanismus šíření zvukové vlny

V absolutních jednotkách lze pak celkový tlak popsat vztahem:

$$p_{celk}(t) = p_0 + p(t)$$

kde

p_0 atmosférický tlak

$p(t)$ akustický tlak

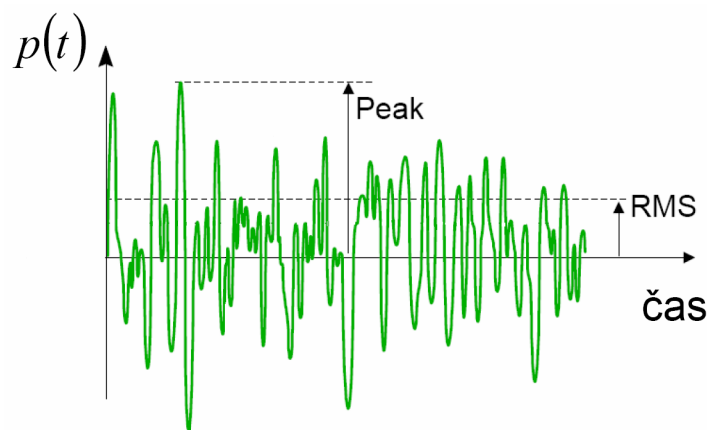
Rozsah hodnot akustického tlaku je v porovnání s atmosférickým tlakem velmi malý (řádově zlomky až jednotky Pa), proto se v praxi častěji používá relativní vyjádření nazývané hladina akustického tlaku tzv. SPL (Sound Pressure Level), kde je efektivní hodnota akustického tlaku vztažena k referenční hodnotě tlaku $p_{ref} = 20 \mu Pa$, která je brána jako práh slyšitelnosti pro frekvenci 1kHz. Hodnotu hladiny akustického tlaku lze vypočítat dle následujícího vztahu

$$L = 20 \log \left(\frac{p_{RMS}}{p_{ref}} \right) [dB] \quad (2.1)$$

Efektivní hodnotu akustického tlaku p_{RMS} pak lze určit ze vztahu

$$p_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T p^2(t) dt} [Pa] \quad (2.2)$$

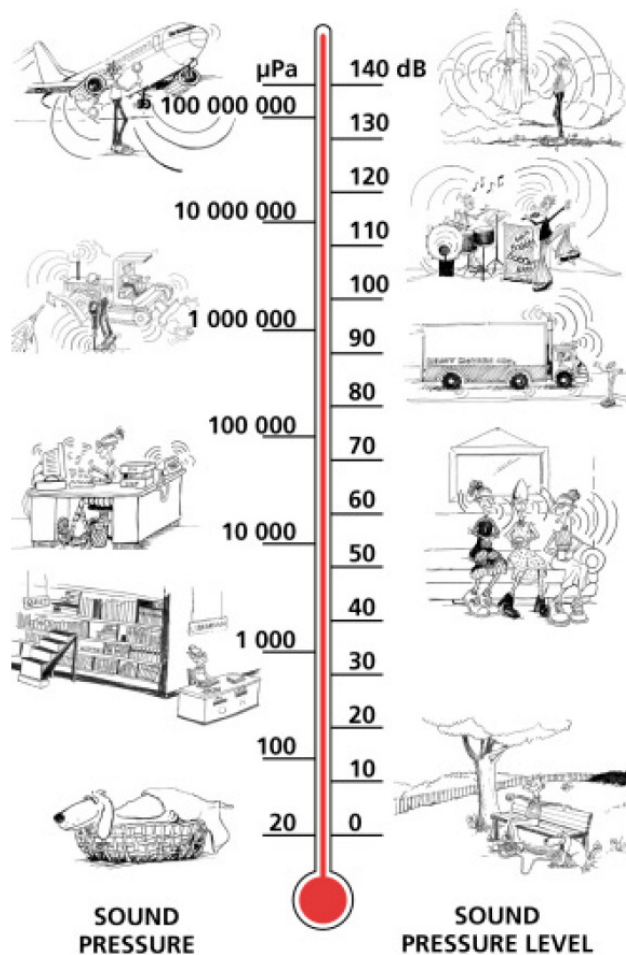
Z matematického pohledu je RMS hodnota náhodného signálu jeho směrodatnou odchylkou. Grafické přiblížení významu RMS hodnoty signálu je na následujícím obrázku (Obrázek 2).



Obrázek 2 - Přiblížení významu hodnoty RMS

Velmi důležitou hodnotou hladiny akustického tlaku je hodnota 94dB, což odpovídá efektivní hodnotě akustického tlaku 1Pa. V praxi je tato úroveň hladiny používána pro kalibraci měřících mikrofónů, neboť měřené hodnoty reálných prostředí se nejčastěji pohybují v intervalu kolem této hodnoty. Příliš vysoké hladiny akustického tlaku mohou mít za

následek poškození sluchu. Orientační hladiny akustického tlaku reálného životního prostředí jsou uvedeny v následujícím obrázku (Obrázek 3).



Obrázek 3 - orientační hladiny akustického tlaku [Brüel & Kjær, 2001]

Při enviromentálních výzkumech se dále zavádí pojem ekvivalentní hladiny hluku L_{eq} , jenž je stanovována na základě ekvivalentního energetického vlivu v závislosti na hladině akustického tlaku hluku a délky jeho působení. V této práci ji nebude dále věnována pozornost.

2.2 Intenzita zvuku

Akustický tlak tak, jak ho slyšíme, nebo jak ho dokážeme měřit pomocí mikrofону, je silně závislý na vzdálenosti od zdroje a akustických podmínkách prostoru v němž se šíří (velikost prostoru, zvuková pohltivost povrchů, apod.), proto z této hodnoty nelze určit, jak velký hluk zdroj produkuje.

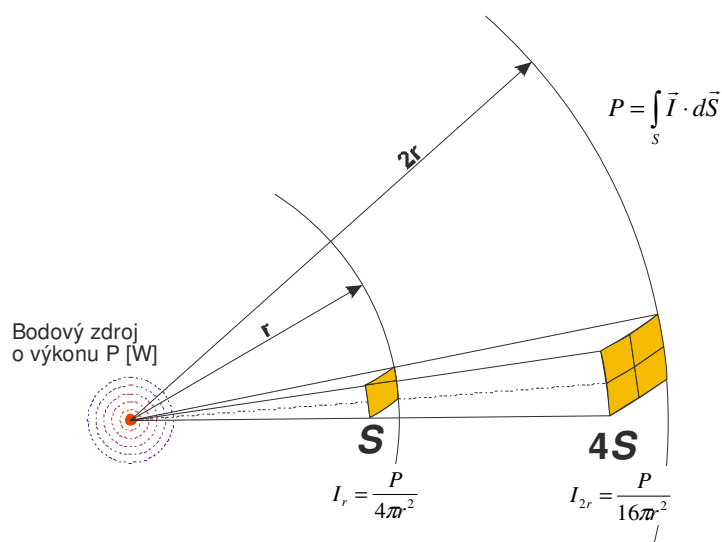
Jak bylo zmíněno dříve, zdroje zvuku vyzařují akustickou energii. Zavedením akustického výkonu dokážeme vyjádřit, kolik energie bylo vyzářeno za jednotku času. Intenzita zvuku pak popisuje míru energie procházející jednotkou plochy, tzn. že má rozměr $\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$. Obecně lze vztah mezi akustickým výkonem a intenzitou zvuku vyjádřit následující rovnicí

$$P = \int_S \vec{I} \cdot d\vec{S} \quad (2.3)$$

Protože je intenzita zvuku vztažena na plochu, můžeme pomocí vektoru určujícího orientaci této plochy vzhledem ke zdroji popsat i směr šíření zvuku. Obvykle se jako jednotková plocha bere část vlnoplochy jejíž normála je totožná se směrem šíření akustické energie.

Zjednodušeně lze říct, že intenzita zvuku je vektor obsahující informaci o velikosti (magnitudě) a směru, kdežto akustický tlak je skalár a nese informaci jen o jeho velikosti.

Na následujícím obrázku (Obrázek 4) je graficky znázorněn vztah mezi akustickým výkonem a intenzitou zdroje s kulovou (všesměrovou) charakteristikou v závislosti na vzdálenosti vlnoplochy od zdroje.



Obrázek 4 – Průběh intenzity při šíření sférické zvukové vlny

Z obrázku je jasně patrné, že u zdroje se sférickou vlnou klesá intenzita zvuku se čtvercem vzdálenosti, tzn. že na dvakrát větším poloměru je akustický výkon stejný, ovšem rozložen na čtyřikrát větší plochu. Intenzity zvuku na jednotlivých vlnoplochách pak jsou:

$$\text{pro poloměr } r \quad I_r = \frac{P}{4\pi r^2} \quad [W \cdot m^{-2}] \quad (2.4)$$

$$\text{a pro poloměr } 2r \quad I_{2r} = \frac{P}{16\pi r^2} \quad [W \cdot m^{-2}] \quad (2.5)$$

Pro systémy vyzařující válcovou vlnu pak platí, že intenzita klesá lineárně tzn. že na dvakrát větší vzdálenosti je opět výkon stejný, avšak je rozložen na dvakrát větší plochu. Využití válcové vlny je pro distribuci zvuku v současné době nejúčinnějším postupem.

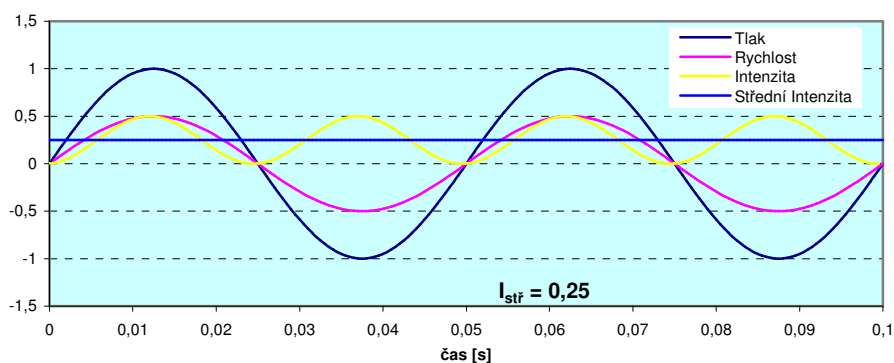
2.3 Postupné a stojaté vlnění

Perioda zvýšení a snížení akustického tlaku se nazývá zvuková vlna. Procesu šíření této vlny se však týkají dva důležité parametry. Jedním z nich je bodový tlak a druhým je rychlost částic (vzduchu) oscilujících kolem dané polohy. Součinem těchto dvou veličin rovněž získáme hodnotu intenzity zvuku. Následující transformace dokazuje, že toto tvrzení odpovídá definici intenzity zvuku uvedenou v předchozí části této práce.

$$\text{Intenzita} = \text{Tlak} \cdot \text{Rychlost} = \frac{\text{Síla}}{\text{Plocha}} \cdot \frac{\text{Vzdálenost}}{\text{Čas}} = \frac{\text{Energie}}{\text{Plocha} \cdot \text{Čas}} = \frac{\text{Výkon}}{\text{Plocha}}$$

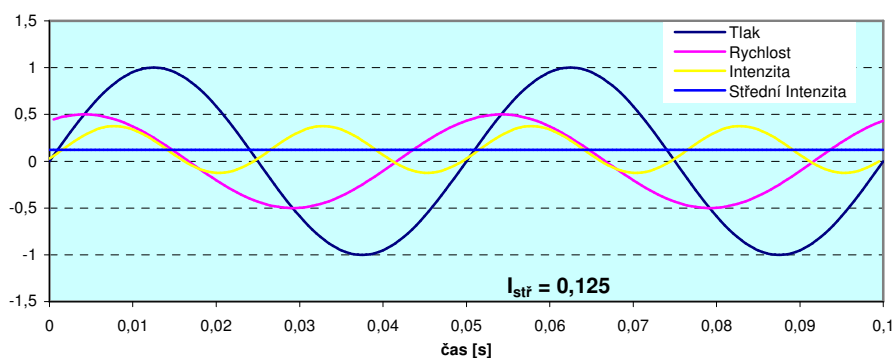
Protože tlak i rychlost jsou v případě šíření zvukové vlny periodické funkce, lze v závislosti na vzájemném fázovém posuvu obou veličin rozlišit tři základní stavy, které mohou reálně nastat. Pro každý z těchto stavů je charakteristická velikost střední intenzity zvuku (časově průměrována hodnota).

- a) **postupné vlnění** – tlak a rychlost jsou ve fázi ($\varphi=0$). Střední hodnota intenzity dosahuje své maximální hodnoty. Šíření tohoto vlnění je charakteristické pro prostory, kde nevznikají žádné odrazy.



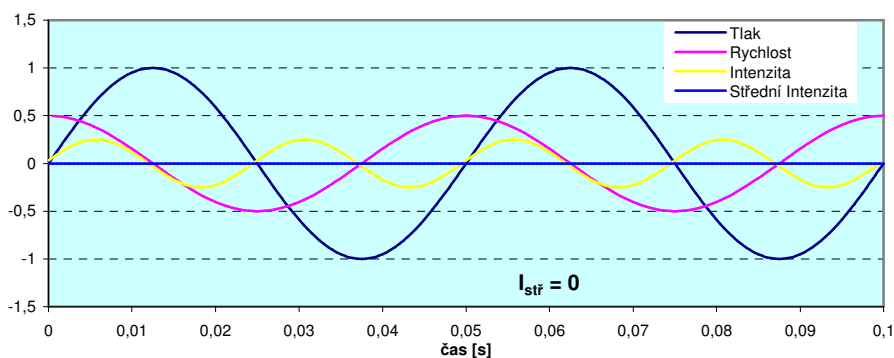
Obrázek 5 - Vznik postupného vlnění

- b) **směs vlnění** – fázový posuv tlaku a rychlosti je mezi 0 a $\pi/2$ (příklad na obrázku $\varphi=60^\circ$). Střední hodnota intenzity závisí na prostředí, ve kterém se zvuk šíří a nabývá hodnot mezi maximem (pro $\varphi=0^\circ$) a nulou (pro $\varphi=90^\circ$).



Obrázek 6 - Vznik smíšeného vlnění

- c) **stojaté vlnění** – fázový posuv tlaku a rychlosti je $\pi/2$ ($\varphi=90^\circ$). Střední hodnota intenzity je nulová. Toto vlnění vzniká součtem přímé a odražené vlny.



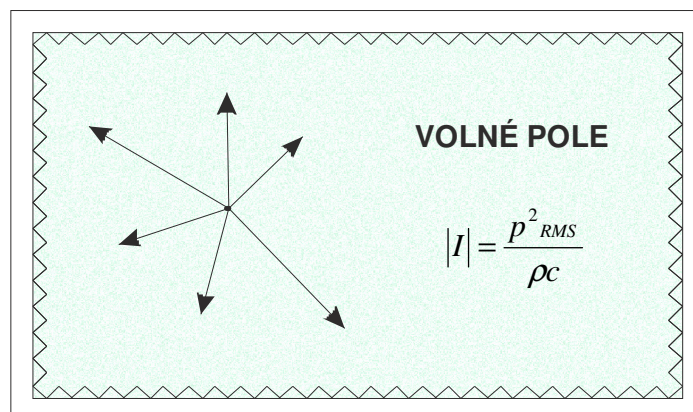
Obrázek 7 - Vznik stojatého vlnění

2.4 Zvuková pole – šíření hluku v otevřených a uzavřených prostorech

Prostor, kde se nachází zvuk se nazývají zvuková pole. Díky výše uvedeným veličinám dostatečně popisující šíření zvuku jako (akustický tlak a intenzita zvuku) lze popsat pouze dva speciální případy, pro které je znám jejich vzájemný vztah. Těmi to případy jsou šíření zvuku ve volném a difuzním poli.

Volné pole

Tímto termínem je charakterizováno šíření zvuku v ideálním volném prostoru bez jakýchkoli odrazů. Šíření je charakterizováno poklesem akustického tlaku i úrovně intenzity skokem 6dB na každém zdvojnásobení vzdálenosti od zdroje. Vztah mezi akustickým tlakem a intenzitou zvuku (její velikostí) je znám a pro názornost je zakomponován jako součást následujícího obrázku (Obrázek 8).

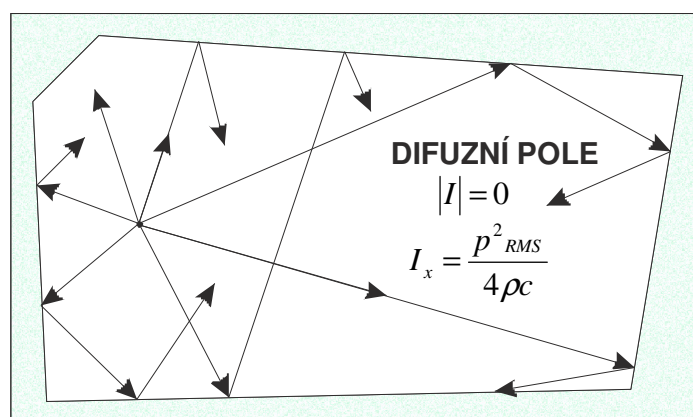


Obrázek 8 - Bodový zdroj ve volném poli

Akustickým vlastnostem volného pole lze přirovnat bezdozvukovou komoru, kde je zvuk plně absorbován stěnami, nebo zvukový zdroj v atmosféře dostatečně vysoko nad zemským povrchem. Oba tyto případy nejsou zcela běžné, proto jsou brány jako jeden z extrémních případů a mnohdy se jim také říká otevřené prostory.

Difuzní pole

Běžně taky nazýváno uzavřeným akustickým prostorem, neboť je plně izolované a nemá žádnou interakci s okolím, což znamená, že se veškerý akustický výkon odráží od hranic daného prostoru zpět. Odrazy způsobí, že se ve sledovaném prostoru vytvoří chaotický pohyb zvukových vln šířících se všemi směry, což vzhledem k dříve zmíněným vlastnostem intenzity vede k tomu, že její velikost je v každém místě tohoto prostoru nulová. Pro uzavřený prostor byl nalezen teoretický vztah mezi tlakem a jednosměrnou složkou intenzity I_x . Tato složka nezahrnuje jakékoli jiné směry intenzit včetně opačného, čemuž se při praktickém měření intenzity nelze vyhnout (způsob měření intenzity budou popsány dále). Zmíněné vztahy jsou rovněž uvedeny v následném ilustrativním obrázku (Obrázek 9).



Obrázek 9 - Bodový zdroj v difuzním poli

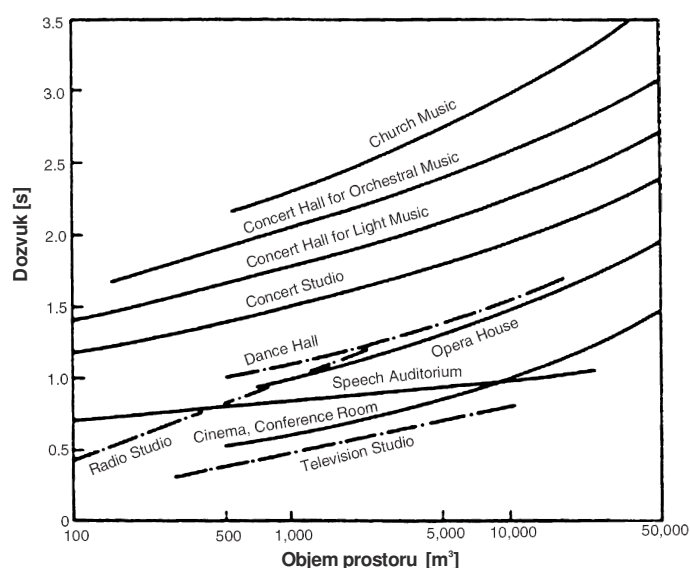
Takto definované otevřené a uzavřené prostory jsou pouze teoretické a skutečný akustický prostor se vždy nachází mezi těmito dvěma extrémy.

3 Charakteristiky akustických prostorů a zdrojů zvuku

Výsledný požadovaný akustický vjem (efekt) v daném prostředí silně závisí na vlastnostech jak daného prostoru, tak charakteristikách akustických zdrojů resp. reprodukčních zařízení jako jsou reproduktorové systémy (zřídka kdy se používají samostatné reproduktory), zesilovače a podpůrné prvky zvukových systémů. Z tohoto důvodu zde budou uvedeny základní charakteristiky, jenž se na výsledném akustickém efektu podílejí největší mírou.

Charakteristiky lze rozdělit podle toho zda popisují výhradně prostor, nebo technické zařízení, popřípadě mohou být smysluplné pro oba subjekty. Proto budou uvedené charakteristiky seřazeny v postupně logické návaznosti bez jmenného třídění.

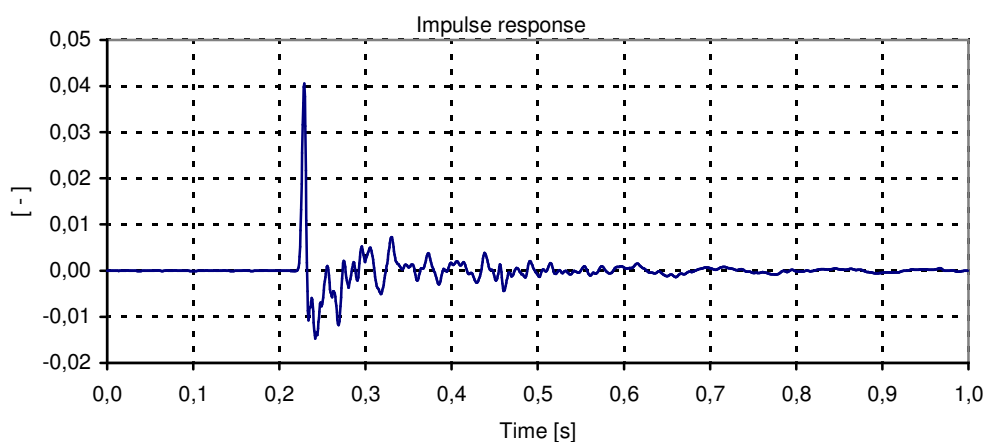
Dozvuk - resp. délka dozvuku je bezesporu nejčastěji sledovaným parametrem charakterizujícím prostor. Je závislá na frekvenci a udává se v sekundách. V podstatě se jedná o dobu, za kterou klesne hladina akustického tlaku v daném prostoru o 60dB, což znamená že klesne 1000x. Délka dozvuku se vyhodnocuje z impulsní charakteristiky a mnohdy dává dostatečně přesnou představu o souvisejících vlastnostech prostoru vzhledem k jeho velikosti jako jsou například pohltivost, resp. odrazivost povrchů. Přehled dozvuku ve vztahu k objemu prostoru je uveden pro vybrané prostory na následujícím obrázku (Obrázek 10) [Crocker, 2007].



Obrázek 10 - Orientační délky dozvuků pro vybrané prostory

Na délce dozvuku pro daný objem prostoru závisí například srozumitelnost a kvalita přenosu vůbec. Obecně platí pravidlo, že by dozvuk pro běžně užívané prostory neměl být ani malý ani velký, neboť malý dozvuk může negativně působit na psychiku člověka a velký přináší problémy se srozumitelností způsobené mnohonásobnými odrazy. Dozvuk lze korigovat použitím vhodných materiálů, což je mnohdy při hudebních produkcích i dočasně realizováno např. umístěním pohltivých elementů (sametové závěsy) před velké rovné plochy, jenž by způsobovaly velmi výrazné nežádoucí odrazy.

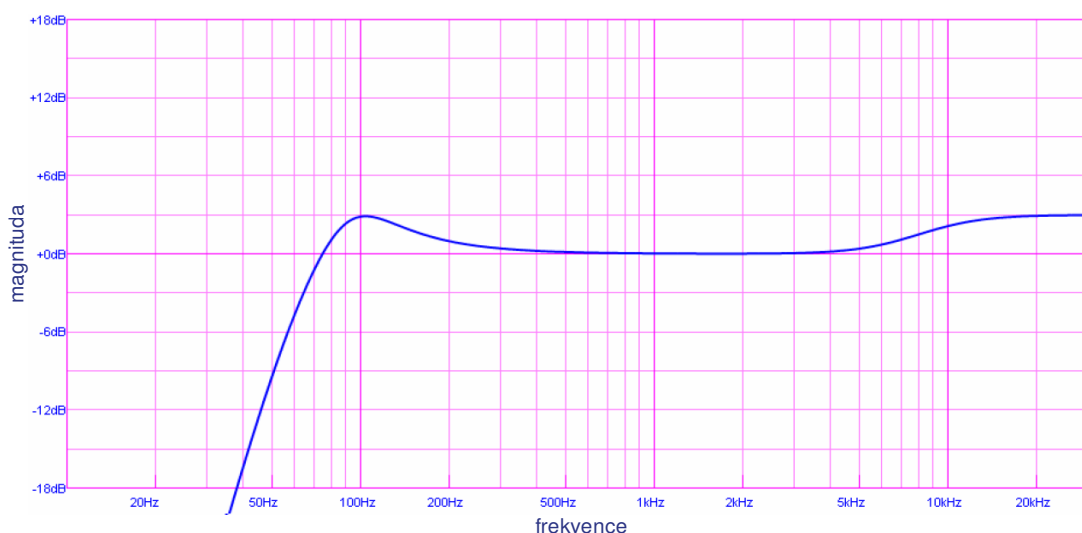
Impulsní charakteristika – je grafické vyjádření impulsní funkce $g(t)$, jenž představuje jeden ze způsobů, kterým lze provést úplný popis lineárního stacionárního (t-invariantního) dynamického systému. Ve skutečnosti vyjadřuje odezvu systému na vybuzení Diracovým impulsem při nulových počátečních podmínkách. Z pohledu teorie automatického řízení je v Laplaceově transformaci impulsní funkce originálem k přenosu systému $G(s)$, jenž je jejím obrazem. U systému s dopravním zpožděním je impulsní funkce posunuta o příslušnou dobu dopravního zpoždění doprava (ve směru nárůstu času).



Obrázek 11 - Příklad impulsní charakteristiky

U akustických měření se impulsní charakteristiky převážně využívá k identifikaci vlastností prostorů, například dozvuku. U elektroakustických prvků pak hraje důležitou roli ve fázi návrhu konstrukce reproduktorových systémů.

Frekvenční přenosová funkce FPF – nazývanou také funkcí frekvenční odezvy systému. Je funkce závislostí magnitudy frekvenční přenosové funkce na frekvenci a je velmi významnou charakteristikou, jenž může být stanovena nejen pro prostor, ale mnohem častěji se využívá k deklaraci parametrů technických zařízení. Popis charakteristiky prostoru pomocí FPF se ve zvukové praxi nevyužívá tak často, neboť většinou nelze separovat FPF charakteristiku prostoru od FPF charakteristik budicího a měřicího řetězce. Naopak u elektroakustických zařízení je tato charakteristika přesným obrazem jejich chování. Z komerčního hlediska bývá jedním z hlavních kritérií pro rozhodování zákazníků při výběru vhodného produktu. Mnohdy je však tato charakteristika záměrně prezentována grafem s velmi velkým rozsahem hodnot na ose magnitudy, což na první pohled vytváří dojem velmi vyrovnaného průběhu FPF daného zařízení. Na následujícím obrázku (Obrázek 12) je uveden příklad FPF reproboxu.

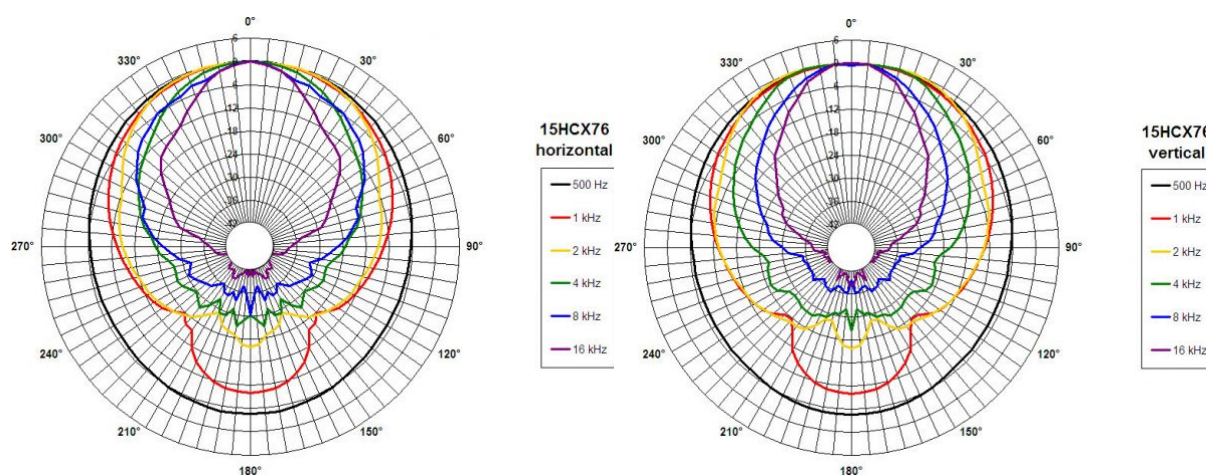


Obrázek 12 - Příklad FPF reproboxu L-Acoustics 112P

Charakteristika FPF popisuje přenosové vlastnosti všech prvků elektroakustického řetězce včetně zesilovačů a dalších podpůrných zařízení. Zjednodušeně řečeno vyjadřuje frekvenčně závislý poměr mezi výstupním a vstupním signálem.

Frekvenční rozsah zařízení bývá stanoven z výše uvedené frekvenční přenosové funkce s tím, že je třeba definovat pásmo povoleného zvlnění FPF. Hraniční frekvence pro toto pásmo jsou pak mezemi intervalu frekvenčního rozsahu. Plnohodnotný údaj o frekvenčním rozsahu musí mít uvedenou i šířku pásma zvlnění.

Směrová charakteristika - je součástí popisu každého akustického zdroje i snímače (mikrofonu). U zdrojů zvuku se nazývá vyzařovací a u mikrofonů citlivostní směrovou charakteristikou. Zjednodušeně se udává úhlem ve stupních, zvlášť pro vertikální a horizontální rovinu, podrobněji pak dvěma křivkami (vertikální a horizontální) v grafu s polárními souřadnicemi. Tyto křivky jsou někdy také nazývány izokonturami, neboť pro zjišťování směrových charakteristik se vychází z předpokladu, že se hodnoty akustického tlaku ve sledovaném spektru nacházejí v pásmu například $\pm 3\text{dB}$ kolem nominální hodnoty. Jinou podrobnější modifikací může být vykreslení směrových charakteristik pro různé frekvence jako na následujícím obrázku (Obrázek 13).



Obrázek 13 - Směrová charakteristika reproduktoru BC SPEAKERS 15HCX76

Poznámka: U reproboxů vyzařující vlnovou vlnu se udává směrová charakteristika jen v rovině kolmé na osu vlnové plochy reprezentující vlnu.

4 Návrh měřicí metody

Návrh měřicí metody vychází z požadovaných charakteristik, kterými jsou impulsní a směrová charakteristika. Současně jsou při návrhu zohledněny možnosti a dostupnost prvků měřicího řetězce, předpokládaných vlastností měřeného systému a v neposlední řadě dostupnost vhodné měřicí laboratoře. V tomto případě byla využita bezdozvuková komora VŠB-TUO, která díky svým vlastnostem, jenž se blíží vlastnostem volného akustického pole (nevnikají žádné odrazy), zajistí omezení nežádoucích vlivů na minimum.

4.1 Návrh metody pro zjištění impulsní charakteristiky reproduktoru

Impulsní charakteristika – je charakteristika, která úplně popisuje lineární dynamický systém a obvykle bývá získávána měřeními po vybuzení sledovaného systému jedním energeticky bohatým impulsem. Při zjišťování akustických vlastností prostor se používá např. výstřel, případně jiný podobný impulsní zdroj.

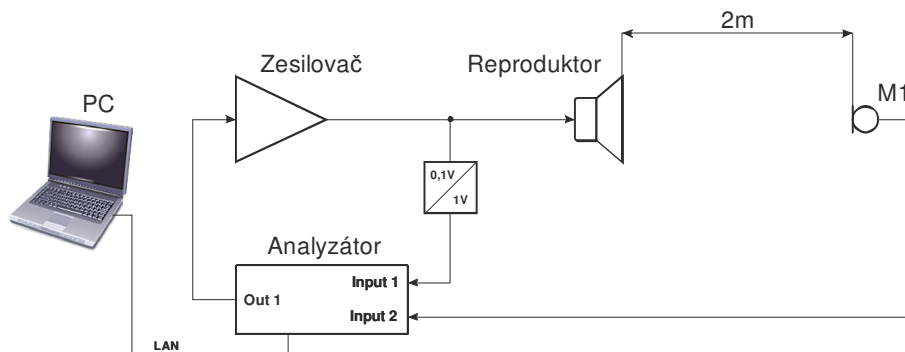
Při měření impulsních charakteristik reproduktorů však narážíme na problém schopnosti reproduktor vybudit dostatečně silným elektrickým impulsem, který by řádově odpovídal mechanickým vlastnostem soustavy, tak aby měl měřený signál dostatečně velký odstup SIGNÁL/ŠUM. Tento problém spočívá ve dvou zásadních omezeních, a těmito omezeními jsou:

- výkon budicího zesilovače, který by musel být tak vysoký, aby nedošlo k jeho saturaci
- maximální přípustný impulsní příkon reproduktoru, kdy při jeho překročení by za současného vyřešení prvního omezení došlo ke zničení reproduktoru.

Proto bude při zjišťování impulsní charakteristiky reproduktoru použit pro jeho buzení vhodný vstupní signál a požadovaná impulsní charakteristika pak bude vyhodnocena příslušnou matematickou metodou – korelační funkcí. Korelovány budou záznamy napěťových signálů vystupující ze zesilovače do reproduktoru a měřicího mikrofону reprezentující akustický tlak generovaný měřeným reproduktorem. Naměřené záznamy pak budou také použity pro stanovení frekvenční přenosové funkce a fázové charakteristiky.

Návrh měřicího řetězce

Pro zjištění impulsní charakteristiky reproduktoru bylo navrženo následující schéma měření (Obrázek 14).



Obrázek 14 - Schéma měření impulsní charakteristiky reproduktoru

Vzhledem ke zvolené korelační metodě stanovení impulsní charakteristiky reproduktoru je třeba zaznamenat jak průběh akustického tlaku reprezentovaného napěťovým signálem na výstupu měřicího mikrofону, tak i průběh budicího signálu. Do schématu je pro přehlednost zahrnut člen přizpůsobení napěťové úrovně budicího signálu k úrovni signálu mikrofону. Ve skutečnosti bude toto přizpůsobení řešeno programovým přednastavením vstupní části analyzátoru.

Přiřazení konkrétních technických prostředků

- 1) **Analyzátor** – signálový analyzátor PULSE Portable firmy Brüel & Kjær type 3560 C s implementovaným vstupně-výstupním modulem Brüel & Kjær type 3109. Jedná se o vysoce profesionální zařízení pro různá i neakustická měření např. vibrace s implementovanou technologií TEDS (Transducer Electronic Data Sheet) – automatickou identifikací parametrů snímače.



Obrázek 15 - Signálový analyzátor Pulse

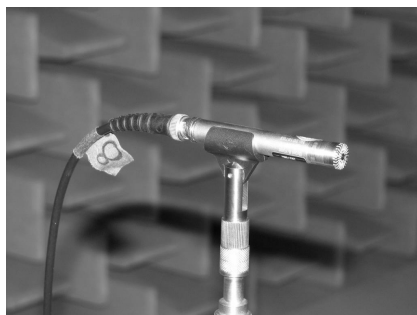
Základní parametry analyzátoru:

Frekvenční rozsah měření:	DC ÷ 25,6 kHz
Vzorkovací frekvence:	až 65536 Hz
Rozlišení:	16 bitů
Nelinearita:	±0,1dB

Nezbytnou součástí analyzátoru je obslužné PC s ovládacím a měřicím softwarem firmy Brüel & Kjær LabShop Pulse. Propojení obou zařízení je realizováno prostřednictvím LAN rozhraní.

Volba toho přístroje byla dána vybavením bezdozvukové komory VŠB-TUO. Vzhledem k tomu, že je na tento konkrétní přístroj navázána většina ostatních prvků měřicího řetězce, byl uveden jako první.

- 2) **Měřicí mikrofon** – ½“ všesměrový mikrofon Brüel & Kjær type 4189 – A – 021 s technologií automatické identifikace snímače TEDS. Připojení k analyzátoru je realizováno koaxiálním kabelem prostřednictvím BNC konektorů.

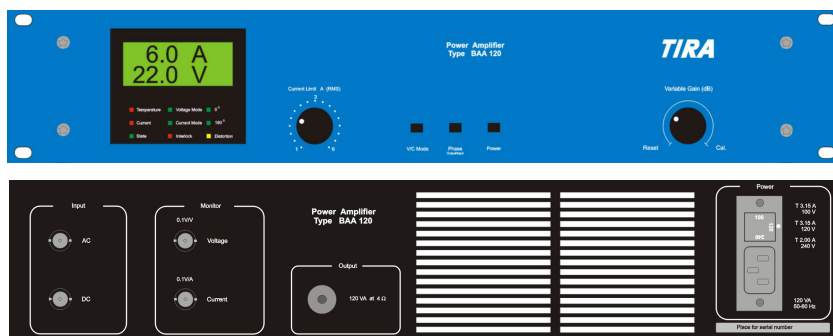


Obrázek 16 - Měřicí mikrofon Brüel & Kjær type 4189

Základní parametry mikrofону:

Citlivost:	50mV/Pa
Frekvenční rozsah:	6,3 Hz ÷ 20 kHz
Dynamický rozsah:	14,6 ÷ 146 dB
Teplotní rozsah:	-30 ÷ +150°C
Nelinearita:	±2 dB

- 3) **Zesilovač** – univerzální měřicí jednokanálový lineární zesilovač TIRA Typ BAA 60 s měřením výstupního napětí přímo na zesilovači, včetně vývodu pro přímé připojení k analyzátoru pomocí koaxiálního kabelu a BNC konektorů.



Obrázek 17 - Zesilovač TIRA BAA 60

Základní parametry zesilovače:

Max. výstupní výkon:	60 VA
Frekvenční rozsah:	DC ÷ 100 kHz
Max. výstupní napětí:	15,6 V
Max. výstupní proud:	3,9 A
THD – harmonické zkreslení:	< 0,1 %

Volba uvedených prvků měřicího řetězce (analyzátoru, mikrofonů a zesilovače) včetně propojovacích kabelů je dána vybavením bezdozvukové komory VŠB-TUO.

- 4) **Reproduktor** – jako měřený systém byl zvolen jeden element reproduktorového systému dV-DOSC firmy L-Acoustics pro ozvučení středních a velkých prostorů. Jeho charakteristickou vlastností je vyzařování válcových vlnoploch s osou kolmou na horizontální rovinu symetrie reproboxu. Tohoto efektu je docíleno uspořádáním reproduktorů a konstrukcí zvukovodu.



Obrázek 18 - Reprodukční systém dV-DOSC (jeden element)

Základní parametry reproduktorového systému dV-DOSC:

Frekvenční rozsah (3dB):	160 Hz ÷ 18kHz
Citlivost MF (100 ÷ 800Hz):	99 dB SPL
Citlivost HF (800 ÷ 18k Hz):	109 dB SPL
Maximální dlouhodobý příkon:	
MF	380 W _{RMS}
HF	66 W _{RMS}
Maximální špičkový příkon:	
MF	1520 W _{RMS}
HF	260 W _{RMS}
Horizontální vyzařovací úhel (tolerance -6dB):	120°
Horizontální vyzařovací úhel (tolerance -3dB):	100°
Vertikální vyzařovací úhel:	definován skladbou více elementů

Vzhledem k tomu, že se jedná o dvoupásmový aktivně dělený systém (při normálním použití je signál pásmově rozdělen již v nízkourovňové části na dva a ty jsou pak zesíleny každý zvlášť), budou veškerá měření provedena „dvakrát“, tzn. pro každé pásmo zvlášť, dále označované MF (Mid Frequency) pro nižší frekvence a HF (High Frequency) pro vyšší frekvenční pásmo.

Odhad chyby měřicího řetězce:

- chyba analyzátoru je 0,1dB, což při přepočtu vzhledem k referenční hodnotě akustického tlaku $p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ odpovídá chybě $S_1 = 0,002\% \approx 0\%$
- chyba mikrofону je 2dB, což při přepočtu vzhledem k referenční hodnotě akustického tlaku $p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ odpovídá chybě $S_2 = 0,003\% \approx 0\%$

- c) chyba zesilovače $S_3 = 0,1\%$
- d) chyba vzdálenosti mikrofону a reproduktoru je odhadnutá s přesností 2cm, což při vzdálenosti měřicího mikrofону 2m odpovídá chybě $S_4 = 1\%$

Výsledná chyba měřicího řetězce je tedy $\delta_1 = \sqrt{S_3^2 + S_4^2} = 1,00\%$

4.2 Návrh metody pro zjištění směrových charakteristik reproduktoru

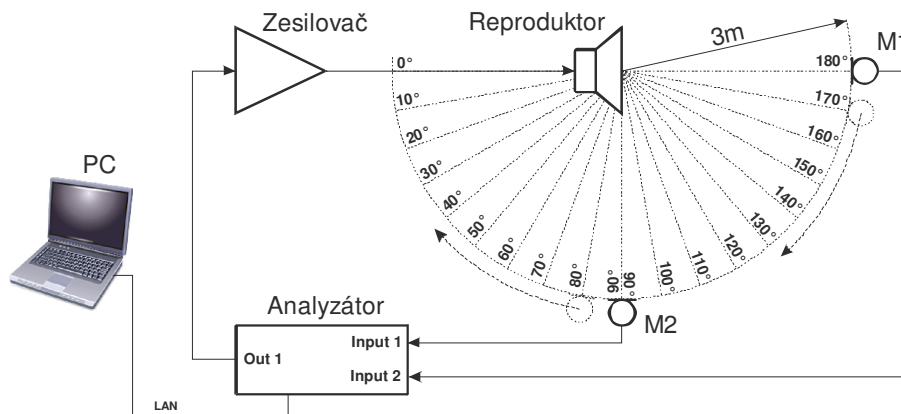
Směrová charakteristika – popisuje vyzařovací vlastnosti daného systému v tomto případě reproduktoru. Nejčastěji a nejpřehledněji se znázorňuje křivkou v polárním grafu a v závislosti na požadovaném rozlišení mohou být zjištěny směrové charakteristiky pro různá frekvenční pásma, pak dostaneme odpovídající počet křivek.

V rámci této práce budou měřeny a vyhodnoceny směrové charakteristiky pro reproduktory obvyklých frekvenčních pásmech tzn. po oktávách. Každé frekvenční pásmo je charakterizováno jeho centrální frekvencí.

Pro toto měření bude využito tzv. CPB (Constant Percentage Band – konstantní relativní šířka pásma) analýzy, kdy budou postupně pro jednotlivé polohy mikrofону zaznamenány hodnoty akustických tlaků pro každé pásmo zvlášť. Pro dosažení korektních a nezkreslených výsledků je nutno soustavu vybudit vhodným signálem, v tomto případě to bude bílý šum, který má stejnou efektivní hodnotu energie pro každou frekvenci.

Návrh měřicího řetězce

Schéma měření směrových charakteristik vychází z předchozího typu měření s tím rozdílem, že není analyzován výstupní napěťový signál ze zesilovače, ale na vstup analyzátoru je připojen druhý měřicí mikrofón. Tato změna je navržena pro zvýšení efektivity měření, kdy budou použity současně dva mikrofóny stejného typu vzájemně posunuty o konstantní úhel 90° . Polohy mikrofónů se budou postupně měnit pod úhlem deseti stupňů při konstantním poloměru 3 metry (viz. schéma měření). Označení úhlu ve schématu koresponduje se zavedenou konvencí v rámci laboratoře.



Obrázek 19 - Schéma měření pro zjištění směrových charakteristik

Přiřazení konkrétních technických prostředků

Je stejné jako u měření impulsních charakteristik s tím, že do řetězce byl přidán další mikrofon M2 (Brüel & Kjær type 4189 – A – 021), který je typově shodný s mikrofonem M1. Výrobce deklaruje pro různé kusy tohoto typu mikrofonu stejné parametry.

Odhad chyby měřicího řetězce:

- chyba analyzátoru je 0,1dB, což při přepočtu vzhledem k referenční hodnotě akustického tlaku $p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ odpovídá chybě $S_1 = 0,002\% \approx 0\%$
- chyba mikrofonu je 2dB, což při přepočtu vzhledem k referenční hodnotě akustického tlaku $p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ odpovídá chybě $S_2 = 0,003\% \approx 0\%$
- chyba zesilovače $S_3 = 0,1\%$
- chyba vzdálenosti mikrofonu a reproduktoru je odhadnutá s přesností 2cm, což při vzdálenosti měřicího mikrofonu 3m odpovídá chybě $S_4 = 0,7\%$

Výsledná chyba měřicího řetězce je tedy $\delta_2 = \sqrt{S_3^2 + S_4^2} = 0,71\%$

4.3 Volba měřicích signálů

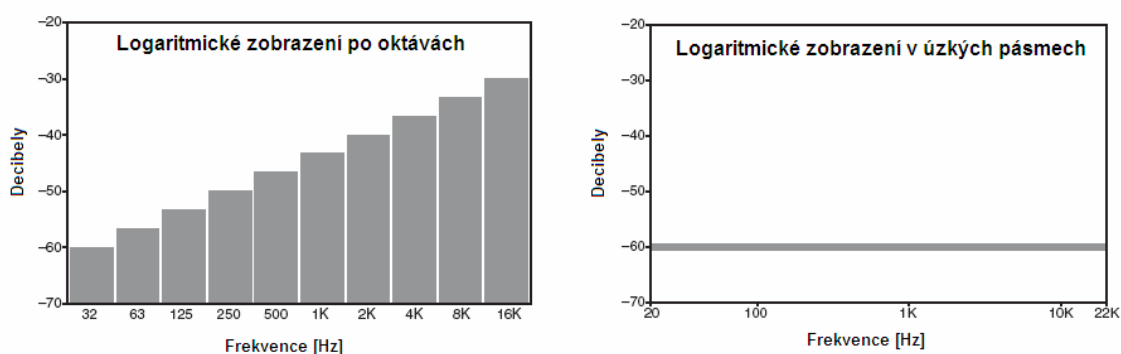
Jak bylo výše uvedeno při návrhu metod jednotlivých měření, bude nutno pro měření použít vhodné testovací signály, jenž splní požadavky dostatečného vybuzení měřené soustavy při zachování dostatečně vysokého odstupu signál/šum. V elektroakustické praxi se využívá mnoho různých měřicích signálů, ale jen dva z nich jsou vhodné pro použití při experimentálních měřeních v rámci této práce. Těmito signály jsou

- bílý šum (včetně jeho modifikace viz. dále)
- MLS signál

Bílý šum

je náhodný signál se stejnou efektivní hodnotou energie pro každou frekvenci. Následující obrázek (Obrázek 20) graficky přibližuje jeho vlastnosti. Schodovité zobrazení (vlevo) je způsobeno logaritmickou frekvenční osou při spektrální CPB analýze po oktávách, neboť každá další oktáva je frekvenčně vždy dvakrát širší, než ta předchozí. Dvojnásobný nárůst energie pro každou další oktávu ve směru k vyšším frekvencím pak způsobuje skok hladiny vždy o +3dB.

Vpravo je pak spektrální vyobrazení s logaritmickou frekvenční osou, tentokrát však analyzován ve velmi úzkých pásmech. Stejného zobrazení by se také docílilo při oktávové CPB analýze, ovšem s lineárním zobrazením frekvence.



Obrázek 20 - Spektrální zobrazení bílého šumu

Velmi důležitým kritériem pro volbu bílého šumu, jako jednoho z měřicích signálu jsou jeho vlastnosti, jenž se velmi pozitivně projeví při zjišťování impulsních charakteristik, neboť autokorelační funkce bílého šumu je rovna Diracovu impulsu.

$$R_{xx}(\tau) = \sigma^2 \delta(\tau) \quad (4.1)$$

Pro doplnění vlastností bílého šumu je vhodné uvést, že jeho výkonová spektrální hustota je konstantní pro všechny frekvence

$$S_{xx}(\omega) = \int_0^{\infty} \sigma^2 \delta(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \sigma^2 \quad (4.2)$$

A střední výkon je pro neomezené frekvenční pásmo roven nekonečnu

$$\overline{x^2(t)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{xx}(\omega) d\omega = \frac{\sigma^2}{\pi} \int_0^{\infty} d\omega = \infty \quad (4.3)$$

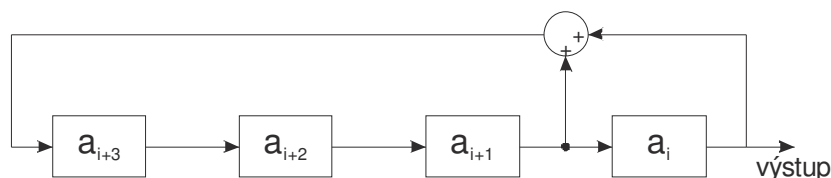
což představuje fyzikálně nerealizovatelný signál. Ve skutečnosti se však pracuje vždy v omezeném frekvenčním pásmu, proto i výkon má konečnou velikost. Při elektroakustických analýzách je obvykle používá pásmo 20Hz – 20kHz. Pojem bílý šum se tak používá pro popis signálů, jejichž spektrální výkonová hustota je konstantní v rámci uvažovaného rozsahu frekvencí.

Vzhledem k tomu, že se jedná o náhodný signál, mohou být a jsou v něm obsaženy frekvence, které z pohledu jeho následné analýzy mohou pro některé frekvence znamenat nespojitě navázání časových oken vzorků, což může způsobit zbytečné zkreslení výsledků. Pro odstranění tohoto nežádoucího efektu umožňuje použitý analyzátor generovat tzv. pseudonáhodný signál – modifikovaný bílý šum, jehož frekvenční obsah koresponduje s parametry použité analýzy. V praxi to znamená, že generátor testovacího signálu na základě přednastavených parametrů analýzy vynechá frekvence, jenž by mohly nespojitosti způsobit.

Poznámka: Při použití pseudonáhodného signálu je důležité zvolit dostatečně dlouhý čas měření, neboť čas přípravy vhodného spektrálního složení signálu potřebný pro generování je zahrnut do měření. Tento jev je dán technologií výrobce analyzátoru a je třeba s ním počítat.

MLS signál

Je pseudonáhodný binární signál s pevně stanovenou délkou časového okna (**Maximum Lenght Sequence**), generovaný jako posloupnost nul a jedniček pomocí posuvného registru se zpětnou vazbou. Na následujícím obrázku (Obrázek 21) je uveden příklad pro MLS signál 4.řádu, který obsahuje periodu 15 vzorků.



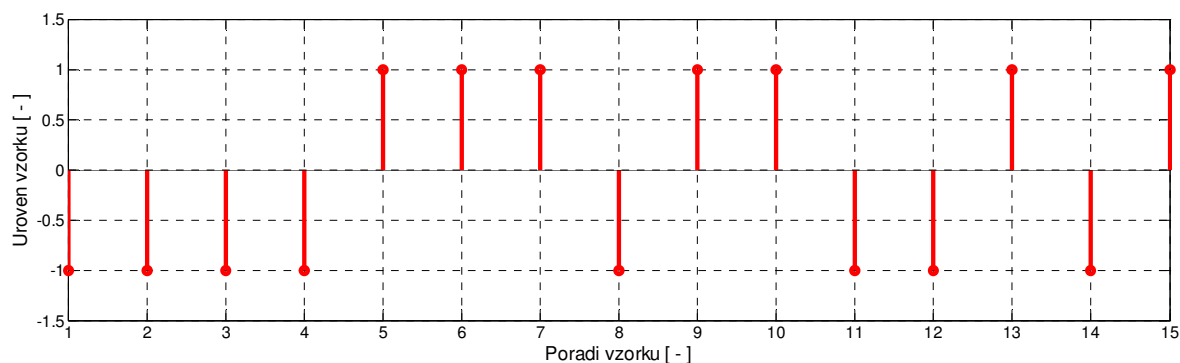
Obrázek 21 – Schéma posuvného registru pro generování MLS signálu 4.řádu

Je přesně dáno [VANDERKOOY, 1994], z kterých buněk budou pro daný řád MLS signálu zavedeny zpětné vazby tak, aby vznikl skutečně signál maximální délky. Takto generovaný signál je periodický s periodou

$$L = 2^N - 1 \quad (4.4)$$

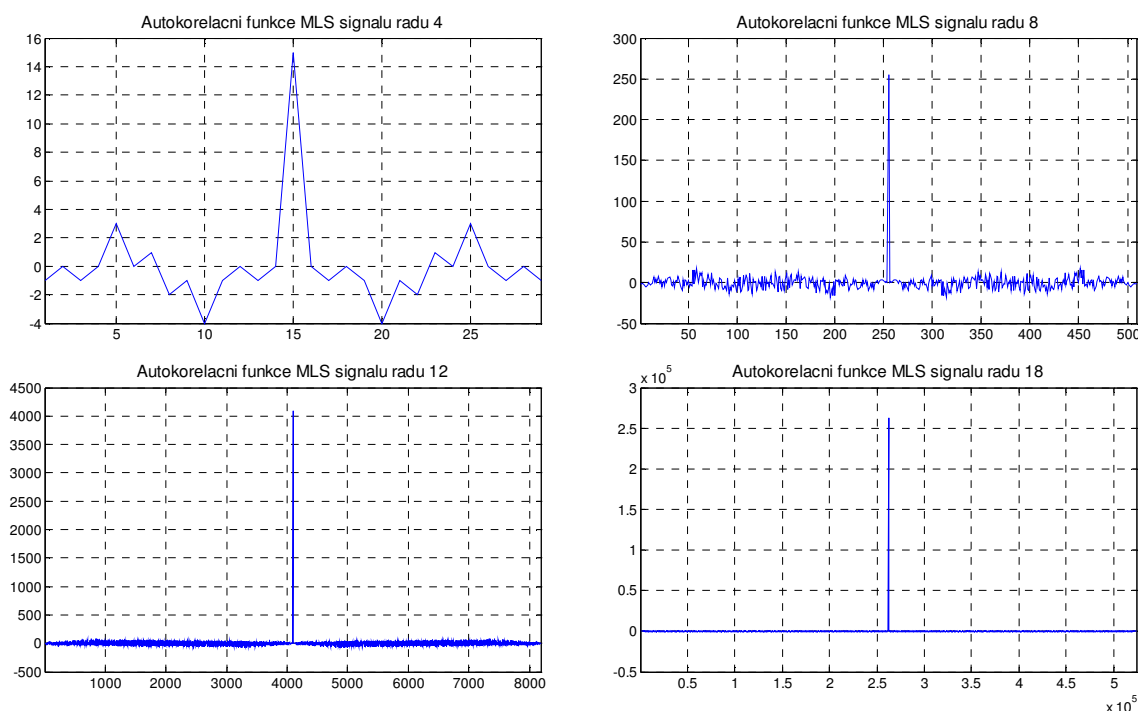
kde N – počet buněk registru (řád signálu) [-]

Pro měření přenosových funkcí se obvykle signál převádí na symetrický dvouúrovňový signál, kdy logické jedničky odpovídá úroveň $-A$ a logické nule $+A$, kde A je amplituda signálu. Ukázka diskrétního průběhu MLS signálu je uvedena na následujícím obrázku (Obrázek 22).



Obrázek 22 - Průběh jedné periody MLS signálu 4.řádu

MLS signál je sekvence malých impulsů, které jsou při použití matematických metod autokorelace a vzájemné korelace ekvivalentní jednomu velkému impulsu. Při dostatečně dlouhé periodě L se pak bude autokorelační funkce MLS signálu blížit ideálnímu Diracovu impulsu. Pro lepší představu byl v Matlabu vytvořen následující obrázek (Obrázek 23), kde je uveden přehled autokorelačních funkcí MLS signálů různých řádů.



Obrázek 23 - Porovnání autokorelačních funkcí MLS signálů různých řádů

Vlastní časová délka jedné periody (jedné sekvence) je dána řádem signálu a vzorkovacím kmitočtem a lze ji vypočítat dle následujícího vztahu

$$t_{MLS} = \frac{L}{f_s} = \frac{2^N - 1}{f_s} \quad (4.5)$$

Příklad výpočtu délky MLS signálu pro řád 14 a vzorkovací frekvenci 48kHz:

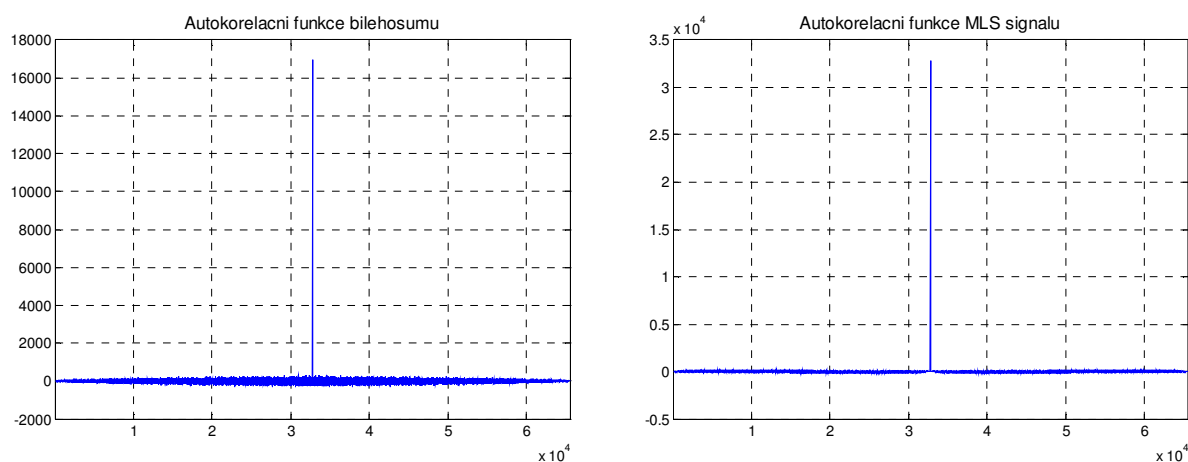
$$t_{MLS} = \frac{2^{14} - 1}{48000} = 0,34s \quad (4.6)$$

Konečná délka signálu (Maximum Length Sequence) má značné opodstatnění například při identifikaci impulsních charakteristik systémů, kde hrozí odraz původního signálu, který by do měření zanesl chybu.

Z hlediska elektrických vlastností má MLS signál tři velmi důležité vlastnosti

- spektrální obsah je velmi podobný bílému šumu
- je to deterministický periodický signál (časový průběh je znám a stejný signál lze opakovaně generovat)
- má vysoký odstup signál/šum

Díky těmto vlastnostem a výše uvedených skutečnostech se zdá být použití MLS signálu např. pro identifikaci impulsní odezvy sledovaného systému vždy vhodnější než použití jakéhokoli jiného budicího signálu, čemuž nasvědčuje i následující obrázek (Obrázek 24), kde jsou porovnány autokorelační funkce bílého šumu a MLS signálu stejné délky a kde je patrný větší odstup signál/šum MLS signálu, včetně jeho větší energetické hodnoty impulsu.



Obrázek 24 - Porovnání autokorelační funkce bílého šumu (vlevo) a MLS signálu (vpravo)

Přes všechny tyto přednosti má použití MLS signálu jedno velmi zásadní omezení, kterým je nutnost dodržení synchronnosti vzorkovacích frekvencí. Při nesplnění této podmínky se ztrácí veškeré výše uvedené výhody MLS signálů. Naopak velkou předností tohoto signálu je výpočetně snadné generování pseudonáhodných posloupností tvořící MLS signál. V následujících částech této práce pak budou porovnány výsledky získané měřením a simulací pro různé budicí signály.

MLS signály pro účely měření a simulací prováděné v rámci této práce, stejně jako pro srovnání jejich vlastností uvedené v této kapitole, byly generovány v programu MATLAB.

Výpis zdrojového kódu funkce pro generování MLS signálu v Matlabu:

```
function y = mls_gen(n)

%Funkce generuje Maximum Length Sequence radu n použitím
%posuvného registru s lineární zpětnou vazbou a s XOR hradlem na vazebních bitech
%
%Funkce akceptuje bitovou delku 2 a 18.
%
%y je vektor hodnot -1 a 1 o délce (2^n)-1.
%
%použité zdroje:
% Brown, Ch. (Spring 2001). MLS generate function in Matlab, Matlab Central
%
%Jaro 2010, Tomas Duda

switch n
case 2
    pocet_vazeb=2; vazba1=1; vazba2=2;
case 3
    pocet_vazeb=2; vazba1=1; vazba2=3;
case 4
    pocet_vazeb=2; vazba1=1; vazba2=4;
case 5
    pocet_vazeb=2; vazba1=2; vazba2=5;
case 6
    pocet_vazeb=2; vazba1=1; vazba2=6;
case 7
    pocet_vazeb=2; vazba1=1; vazba2=7;
case 8
    pocet_vazeb=4; vazba1=2; vazba2=3; vazba3=4; vazba4=8;
case 9
    pocet_vazeb=2; vazba1=4; vazba2=9;
case 10
    pocet_vazeb=2; vazba1=3; vazba2=10;
case 11
    pocet_vazeb=2; vazba1=2; vazba2=11;
case 12
    pocet_vazeb=4; vazba1=1; vazba2=4; vazba3=6; vazba4=12;
case 13
    pocet_vazeb=4; vazba1=1; vazba2=3; vazba3=4; vazba4=13;
case 14
    pocet_vazeb=4; vazba1=1; vazba2=3; vazba3=5; vazba4=14;
case 15
    pocet_vazeb=2; vazba1=1; vazba2=15;
case 16
    pocet_vazeb=4; vazba1=2; vazba2=3; vazba3=5; vazba4=16;
case 17
    pocet_vazeb=2; vazba1=3; vazba2=17;
case 18
    pocet_vazeb=2; vazba1=7; vazba2=18;

otherwise
    disp(' ');
    disp('vstupni pocet bitu musi byt mezi 2 a 18');
    return
end

vektor = ones(1,n); %vytvori pocatecni vektor
for i = (2^n)-1:-1:1
    xorbit = xor(vektor(vazba1),vektor(vazba2));
    if pocet_vazeb==4
        xorbit2 = xor(vektor(vazba3),vektor(vazba4));
        xorbit = xor(xorbit,xorbit2);
    end
    vektor = [xorbit vektor(1:n-1)];
    y(i) = (-2 .* xorbit) + 1; %vytvori vystupni vektor jednicek a minus jednicek
end
```

5 Experimentální měření

Jak bylo zmíněno již v kapitole návrhu měřících metod, veškerá měření pro účely této práce byla provedena v bezdozvukové komoře VŠB-TUO.



Obrázek 25 - Fotodokumentace z měření směrových charakteristik

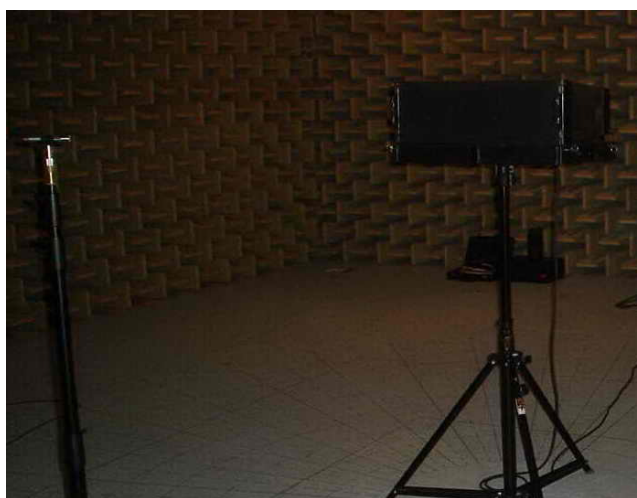
Následující podkapitoly popisují v základních bodech důležité úkony provedené u jednotlivých měření z hlediska metodiky vedoucí ke získání korektních výsledků s přihlédnutím k předpokladu dalšího zpracování získaných záznamů v jiných programech.

5.1 Postup měření impulsních charakteristik

- a) Mechanické sestavení prvků měřicího řetězce včetně jeho zapojení dle navrženého schématu měření. Po úplném zapojení a překontrolování byly postupně zapnuty všechny přístroje. Po zapnutí analyzátoru proběhla mezi mikrofonom (snímačem) a analyzátozem dříve zmíněná komunikace a prostřednictvím technologie TEDS byly analyzátoru předány parametry mikrofonu včetně sériového čísla s následným uložením do protokolu ke každému měření.
- b) Kalibrace mikrofonu – pro kalibraci byl použit 1/2“ kalibrátor firmy Brüel & Kjær Type 4231 (viz. seznam použitých zařízení). U tohoto bodu je vhodné zmínit průběh procesu kalibrace, neboť díky komplexnosti měřicího zařízení a pokročilé technologie

firmy Brüel & Kjær je tento úkon automatizován v tom smyslu, že analyzátor identifikuje přítomnost kalibračního zařízení a po ukončení procesu jsou automaticky provedeny příslušné korekce na vstupu analyzátoru. V našem případě proběhla korekce vstupní citlivosti koeficientem 1,001 což odpovídá v relativním vyjádření korekci 0,1%.

- c) Prostřednictvím programového prostředí LabShop Pulse byly nastaveny další potřebné parametry měření, jako jsou převodní poměr 0,1V/1V pro přizpůsobení napěťové úrovně výstupu zesilovače a vstupu analyzátoru, výstupní úroveň budicího signálu, měřicí rozsah do 25,6kHz, parametry analýzy včetně délky měření. Délka záznamu měření byla stanovena na 5 sekund, vyjma měření pomocí MLS signálů, kde je délka dána řádem signálu a vzorkovací frekvencí (viz. kapitola 4.3).
- d) Zjištění citlivostí systému pro každé pásmo na charakteristických frekvencích za použití sinusového signálu. Pro MF pásmo byla zvolena frekvence 1kHz a pro HF pásmo frekvence 10kHz.
- e) Provedení vlastních měření oběma uvedenými typy signálů, zvláště pro nižší (MF) a vyšší (HF) frekvenční pásmo, včetně záznamu originálních časových průběhů měřených veličin. Měřením impulsních charakteristik byly tedy získány celkem šest obecně různých dvoukanálových záznamů.



Obrázek 26 - Měření impulsní charakteristiky

5.2 Postup měření směrových charakteristik

- a) Mechanické sestavení prvků měřicího řetězce včetně jeho zapojení dle navrženého schématu měření. Po úplném zapojení a překontrolování byly postupně zapnuty všechny přístroje. Po zapnutí analyzátoru opět proběhla mezi oběma mikrofony (snímači) a analyzátozem dříve zmíněná komunikace a prostřednictvím technologie TEDS byly analyzátoru předány parametry obou mikrofونů včetně sériových čísel s následným uložením do protokolu ke každému měření.
- b) Kalibrace mikrofونu – pro kalibraci byl opět použit 1/2“ kalibrátor firmy Brüel & Kjær Type 4231 (viz. seznam použitých zařízení). Tentokrát byly zaznamenány korekční koeficienty 1,001 pro mikrofون M1 (stejně jako v předchozím měření) a 1,000 pro mikrofون M2
- c) Prostřednictvím programového prostředí LabShop Pulse byly nastaveny parametry CPB analýzy, výstupní úroveň budičeho signálu, měřicí rozsah do 25,6kHz, parametry analýzy včetně délky měření. Délka záznamu měření pro každou pozici mikrofونů byla stanovena na 1,5 sekundy.
- d) Provedení vlastních měření směrových charakteristik náhodným signálem – bílým šumem, zvlášť pro nižší (MF) a vyšší (HF) frekvenční pásmo. Zaznamenány pak byly naměřené hodnoty hladin akustického tlaku v každém frekvenčním pásmu (získané CPB analýzou s dělením po oktávách) pro každou polohu mikrofونů zvlášť. Při tomto postupu jsme pro úhel 90° získali dvě sady hodnot získaných mikrofونem M2 při prvním měření a mikrofونem M1 při desátém měření. Hodnoty byly porovnány a vzhledem k minimálním chybám byly přirozeně vybrány hodnoty prvního měření. Předpokladem při měření směrových charakteristik byla symetrie vzhledem k vertikální rovině systému, což snížilo počet měřených hodnot na polovinu.

5.3 Podmínky měření a seznam použitého zařízení

Veškerá měření byla provedena v bezdovukové komoře VŠB-TUO za běžných pokojových klimatických podmínek odpovídající prostředí laboratoře.

Při měřeních byly použity následující přístroje a pomůcky:

- Signálový analyzátor PULSE Portable firmy Brüel & Kjær type 3560 C se vstupně-výstupním modulem Brüel & Kjær type 3109.
- 1/2" všesměrové měřicí mikrofony Brüel & Kjær type 4189 – A – 021 (výr. čísla: 262 1985 a 262 1990).
- 1/2" sound level calibrator Brüel & Kjær type 4231 (inv. číslo: 21596) se jmenovitou kalibrační hodnotou 94dB (při frekvenci 1000Hz) hladiny akustického tlaku ve volném zvukovém poli.
- Obslužné PC s instalovaným softwarem LabShop Pulse firmy Brüel & Kjær verze 12.0.0.363.
- Univerzální měřicí jednokanálový lineární zesilovač TIRA Typ BAA 60
- Reprodukční systém dV-DOSC firmy L-Acoustics (výr. číslo: 5670) včetně rámu a stativu
- Mikrofonní stativy
- Propojovací kabely
- Digitální fotoaparát SONY DSC-W170
- Tužka a papíry

Pro stanovení polohy reproduktoru a jednotlivých poloh mikrofónů bylo využito standardně používané síť trvalé nakreslené na podlaze laboratoře. Označení úhlu ve schématu měření uvedeném v kapitole 4.2 této práce koresponduje s tímto značením.

6 Zpracování a vyhodnocení naměřených dat

Veškerá naměřená a zaznamenaná data byla z důvodu omezení dostupnosti licencované instalace programu LabShop Pulse, která je využívána pro běžný (výukový i komerční) provoz bezdozvukové laboratoře, exportována dostupnými prostředky a postupy do programů SignalAnalyser (záznamy měření impulsních charakteristik) a MS Excel (soubory hodnot hladin akustických tlaků získaných při zjišťování směrových charakteristik), kde byly nezávisle na původním pořízení dat zpracovány a případně i vyhodnoceny.

V rámci ověření korektnosti přenosu naměřených záznamů do programu SignalAnalyser bylo provedeno srovnávací vyhodnocení některých charakteristik s vizuálním porovnáním výsledků získaných v programu LabShop Pulse a SignalAnalyser. Výsledky byly shodné.

6.1 Zpracování záznamů měření impulsních charakteristik

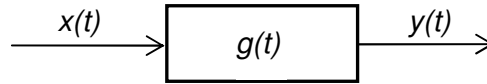
Pro vyšetření vlastností dynamických systémů lze využít náhodných procesů s následným vyhodnocením pomocí statistických metod. Tyto metody lze rozdělit na pasivní a aktivní [Noskievič, 1999].

Pasivní metody využívají šumy v systému s nejasnými spektrálními vlastnostmi, jenž se musí analyzovat.

Aktivní metoda využívá šumu přivedeného na vstup soustavy z generátoru náhodného signálu. Nejčastěji se používá výše zmíněný bílý šum, který svými vlastnostmi identifikaci velmi zjednodušuje. V poslední době se místo bílého šumu také s úspěchem využívá výše zmíněných MLS signálů.

Stanovení impulsních charakteristik reproduktorů jednotlivých frekvenčních pásem (MF a HF) z naměřených dat, kdy byl jako zdroj signálu cíleně zvolen bílý šum a MLS signál (dříve uvedené důvody), bude v této práci řešeno jejich statistickým zpracováním – použitím korelačních metod.

Při uvažování lineárního dynamického systému určeného impulsní funkcí $g(t)$, kdy na vstup přivedeme stacionární náhodný signál



Obrázek 27 - Průchod náhodného systému lineárním dynamickým systémem

je výstup systému popsán následující rovnicí [Kadlec, 1996]

$$y(t) = x(t) * g(t) = \int_0^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (6.1)$$

kde pravá strana rovnice představuje konvolutorní integrál. Po vhodných úpravách a uvážení vztahů popisující autokorelační a vzájemně korelační funkci, lze dospět k následujícímu vztahu [Noskievič, 1999].

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^{\infty} g(t)R_{xx}(\tau-t)dt \quad (6.2)$$

Tento vztah je nazýván Wienerovou-Hopfovou rovnicí, která představuje tzv. stochastickou formulaci dynamického systému. Tato rovnice umožňuje ze známých hodnot korelačních funkcí R_{xy} a R_{xx} určit neznámou impulsní charakteristiku $g(t)$ sledovaného dynamického systému.

Pro zvláštní případ (použitý i v této práci), kdy je na vstup přiveden bílý šum nebo MLS signál, jenž má autokorelační funkci rovnu Diracovu impulsu

$$R_{xx}(\tau) = \sigma^2 \delta(\tau) \quad (6.3)$$

dostaneme

$$R_{xy}(\tau) = \sigma^2 \int_0^{\infty} g(t)\delta(\tau-t)dt = \sigma^2 g(\tau) \quad (6.4)$$

po úpravě pak získáme vztah pro vyšetření impulsní charakteristiky

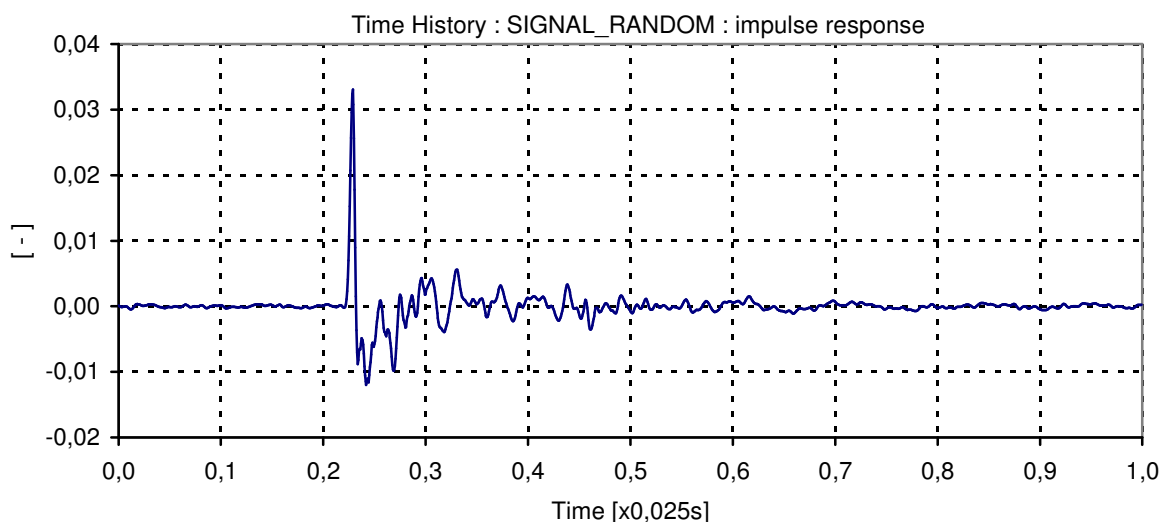
$$\frac{R_{xy}(\tau)}{\sigma^2} = g(t) \quad (6.5)$$

Při zpracování diskretních (vzorkovaných) signálů jsou integrace nahrazeny sumacemi a výpočet vzájemné korelační funkce se provádí numerickými výpočty.

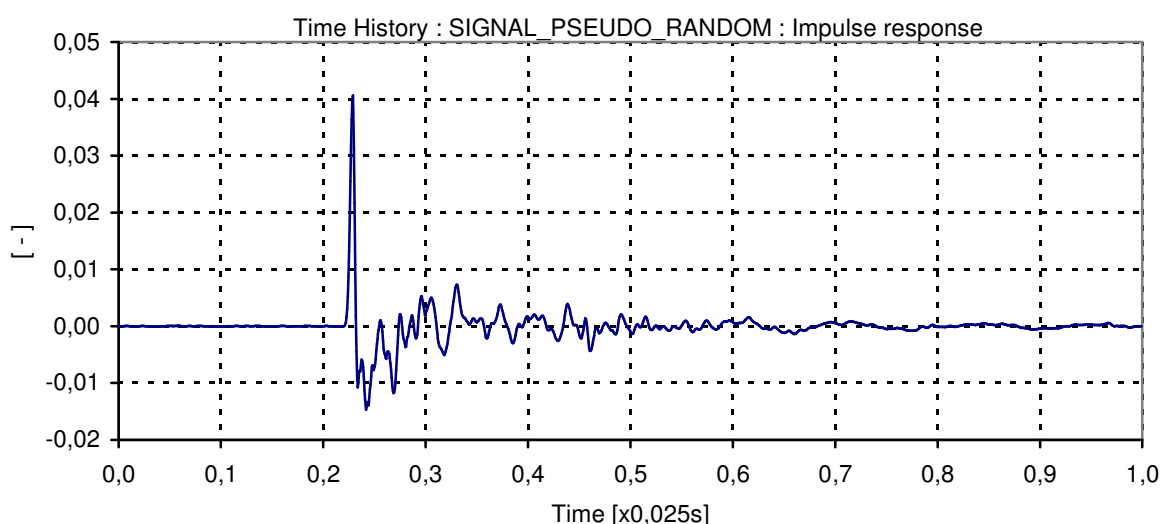
Vlastní vyhodnocení impulsních charakteristik

Jak bylo zmíněno v úvodu této kapitoly, naměřené záznamy byly přeneseny do programu SignalAnalyser a tam byly pomocí nástroje „Correlation“ získány následující impulsní charakteristiky, zvláště pro střední frekvenční pásmo MF a pro vyšší frekvenční pásmo HF.

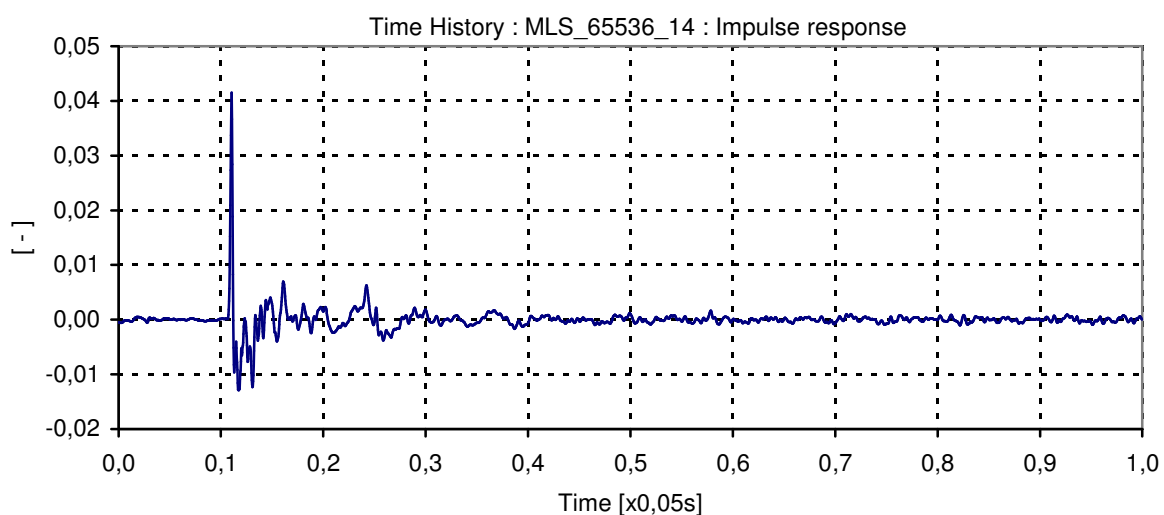
Impulsní charakteristiky pro střední frekvenční pásmo MF:



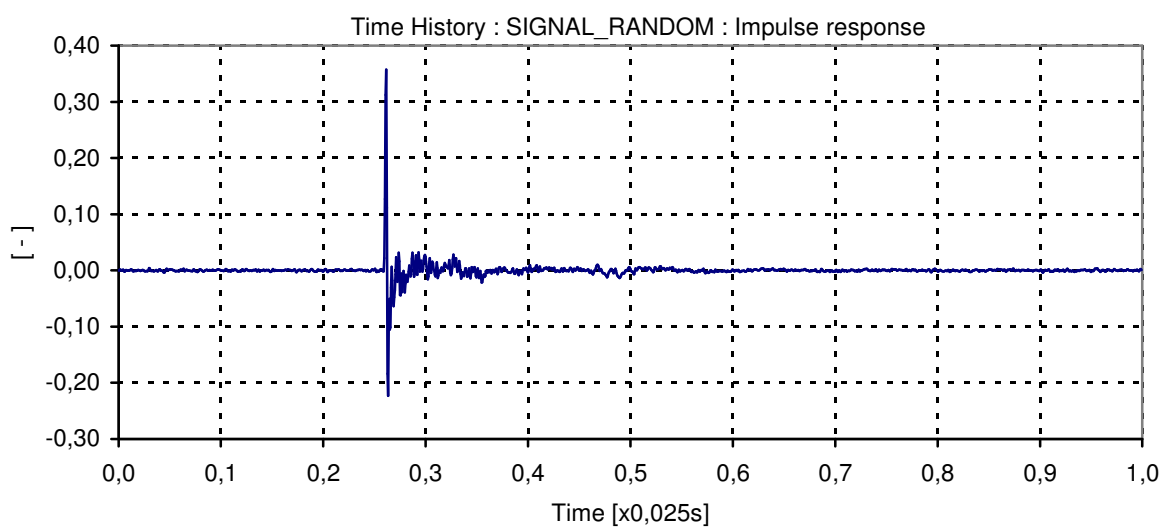
Obrázek 28 - Impulsní funkce MF reproduktoru při buzení náhodným signálem

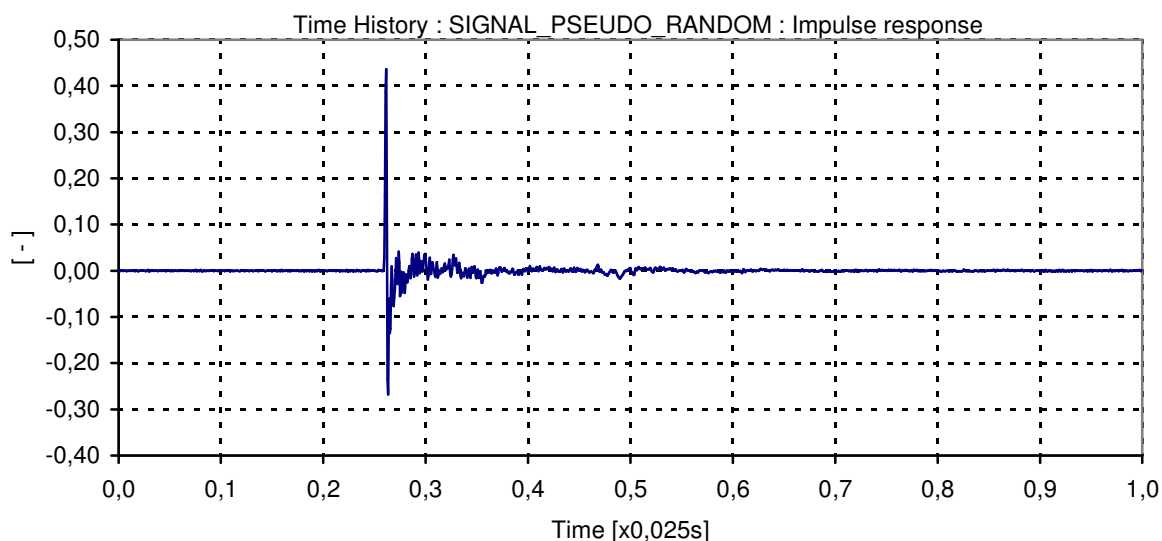
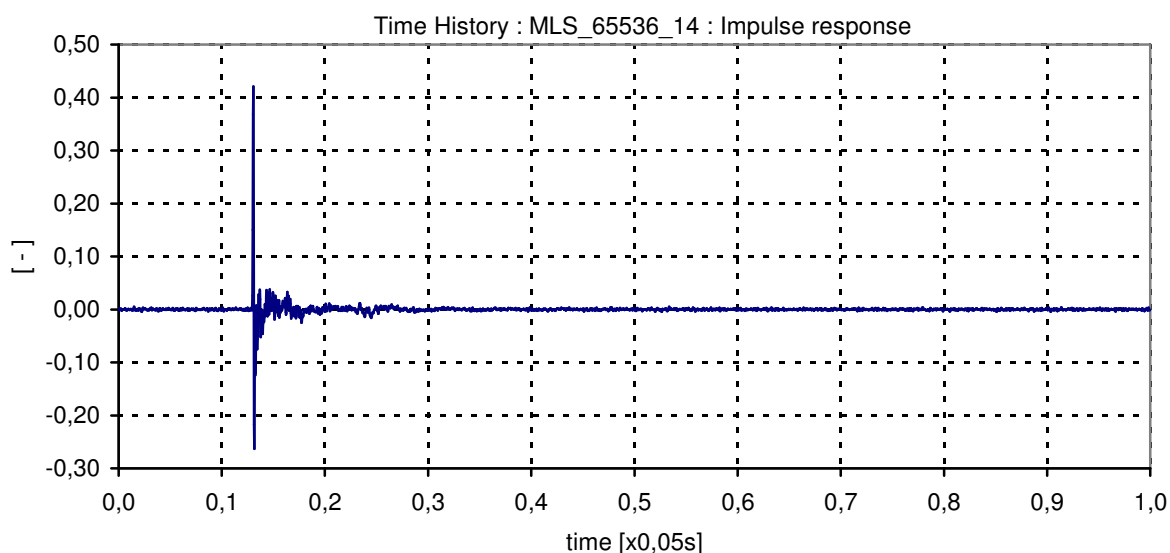


Obrázek 29 - Impulsní funkce MF reproduktoru při buzení pseudonáhodným signálem

**Obrázek 30 - Impulsní funkce MF reproduktoru při buzení MLS signálem**

Impulsní charakteristiky pro vyšší frekvenční pásmo HF:

**Obrázek 31 - Impulsní funkce HF reproduktoru při buzení náhodným signálem**

**Obrázek 32 - Impulsní funkce HF reproduktoru při buzení pseudonáhodným signálem****Obrázek 33 - Impulsní funkce HF reproduktoru při buzení MLS signálem**

Při porovnání impulsních charakteristik rozdílných signálů vždy v každém z obou frekvenčních pásem, bylo dosaženo nejlepších výsledků při použití pseudonáhodného bílého šumu, kde je patrné nejmenší „zašumění“ vypočtených funkcí, což potvrzuje vhodnost použití tohoto typu signálu. Současně je nutno poukázat na výpočetní náročnost přípravy pseudonáhodného bílého šumu analyzátozem na základě nastavených parametrů měření, kterou potvrzuje asi jednosekundový interval „ticha“ obsažený v časových záznamech experimentálních měření, jež odpovídá době přípravy signálu. V porovnání s generováním MLS signálu, je tento čas mnohonásobně delší.

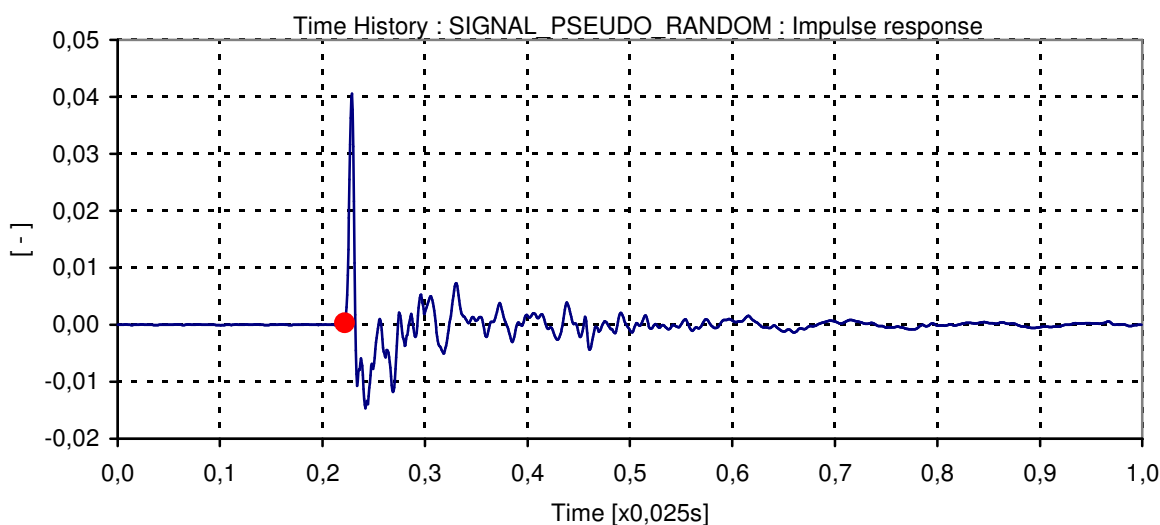
Poznámka: Pro vyhodnocení impulsních charakteristik pomocí vzájemné korelační funkce, bylo z důvodu výpočetní náročnosti u šumů využito pouze 0,5% a u MLS signálu 5,0% záznamu.

Identifikace dopravního zpoždění

Jak je patrné ze získaných impulsních charakteristik, tak i při uvážení rychlosti šíření zvuku ve vzduchu, je do měření zahrnuto dopravní zpoždění způsobené fyzickou vzdáleností mikrofону od reproduktoru. Identifikace doby zpoždění je důležitá z několika důvodů. V praxi je to hlavně z důvodu identifikace rozdílu vzájemného fyzického posunutí dvou reproduktorů s následným virtuálním srovnáním pomocí zpožďovacích linek.

V této práci je nalezení délky zpoždění důležité proto, aby mohlo být z příslušného zpožděného signálu odstraněno a z toho by pak mohly být korektně vyšetřeny přenosová a fázová frekvenční funkce. Pro tuto identifikaci byly zvoleny tři způsoby:

1. Způsob – odečtením z impulsní charakteristiky



Obrázek 34 - Příklad odečtení dopravního zpoždění z impulsní charakteristiky

Z impulsních charakteristik byly v programu SignalAnalyser postupným posouváním kurzoru odečteny následující zpoždění měřených signálů:

Pro střední frekvenční pásmo MF bylo odečteno zpoždění **377** vzorků, což při vzorkovací frekvenci 65,536 kHz odpovídá času $T_{dMF1} = \mathbf{0,005752s}$.

Pro standardní rychlost zvuku při pokojových podmínkách $v = 340m.s^{-1}$ to odpovídá vzdálenosti $L_{MF1} = \mathbf{1,95587m}$

Pro vyšší frekvenční pásmo HF bylo odečteno zpoždění 429 vzorků, což při stejné vzorkovací frekvenci odpovídá času $T_{dHF1} = \mathbf{0,006546s}$ a vzdálenosti $L_{HF1} = \mathbf{2,22565m}$.

Poznámka: Rozdíly vypočtených vzdáleností oproti stanovené měřicí vzdálenosti dvou metrů jsou způsobeny umístěním reproduktorů v reproboxu.

2. Způsob – analyticky pomocí metod lineární regrese

Tento postup vychází z formy popisu lineárního dynamického systému s dopravním zpožděním přenosem $G(s)$, kde je dopravního zpoždění popsáno členem e^{-jsT_d} .

Pro kmitočtový popis (dosazením úhlové rychlosti ω resp. frekvence f za proměnnou s) přechází tento člen ve tvar

$$e^{-jsT_d} \Big|_{s=\omega} = e^{-j\omega T_d} \Big|_{\omega=2\pi f} = e^{-j2\pi f T_d} \quad (6.6)$$

Obecně při zpracování signálů je brán exponent členu dopravního zpoždění jako fáze (mimo komplexního čísla j). Tzn., že platí

$$\varphi = -2\pi f T_d \quad (6.7)$$

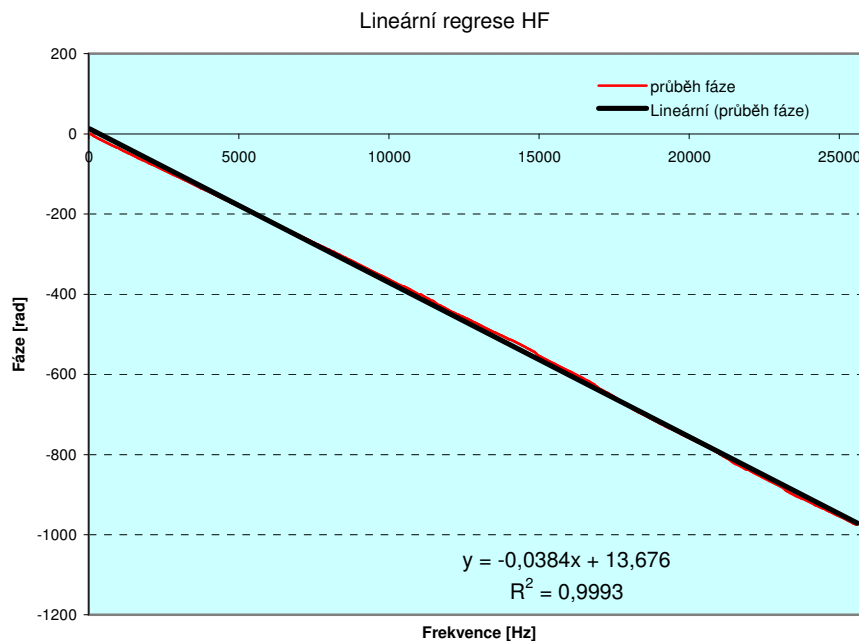
ze zápisu je zřejmé, že se jedná o lineární funkci fáze pro proměnnou frekvenci se zápornou směrnici – fáze bude klesat. Sklon funkce bude tedy závislý na velikosti dopravního zpoždění T_d , které spolu s konstantou 2π určuje její směrnici.

Při obvyklém zápisu obecné rovnice přímky $y = ax + b$, je směrnice určena koeficientem a , z čehož vyplývá, že v našem případě bude platit

$$a = -2\pi T_d \Rightarrow T_d = \frac{a}{-2\pi} \quad (6.8)$$

Na základě těchto úvah bylo v SignalAnalyseru nejdříve provedeno rozbalení fáze originálních záznamů. Po přenesení nově vypočtených dat do MS Excel byla provedena lineární regrese jednotlivých průběhů fází (Obrázek 35).

Poznámka: Z důvodů přesnějších výsledků při použití pseudonáhodného signálu, což bylo potvrzeno při identifikaci impulsních charakteristik, budou nadále zpracovávány jen záznamy pořízené při použití tohoto signálu. V případě nutnosti záměny, nebo použití jiného signálu bude toto specifikováno.



Obrázek 35 – Příklad proložení rozbalené fáze regresní přímkou

Pro identifikaci dopravního zpoždění je důležitý pouze koeficient u proměnné x určující směrnici přímky, neboť konstanta v polynomu přímky jen posouvá ve svislém směru, což nemá s dopravním zpožděním souvislost.

Proložením regresních přímek do grafů rozbalených fází a výpisem rovnic regresních přímek byly získány pro jednotlivá pásma následující směrnice a z nich vypočteny délky dopravních zpoždění.

Střední pásmo MF

$$a = -0,0384 \quad \Rightarrow \quad T_{dMF2} = 0,006111 \text{ s} \quad \Rightarrow \quad L_{MF2} = 2,07774 \text{ m}$$

Vyšší pásmo HF

$$a = -0,0414 \quad \Rightarrow \quad T_{dHF2} = 0,006589 \text{ s} \quad \Rightarrow \quad L_{HF2} = 2,24026 \text{ m}$$

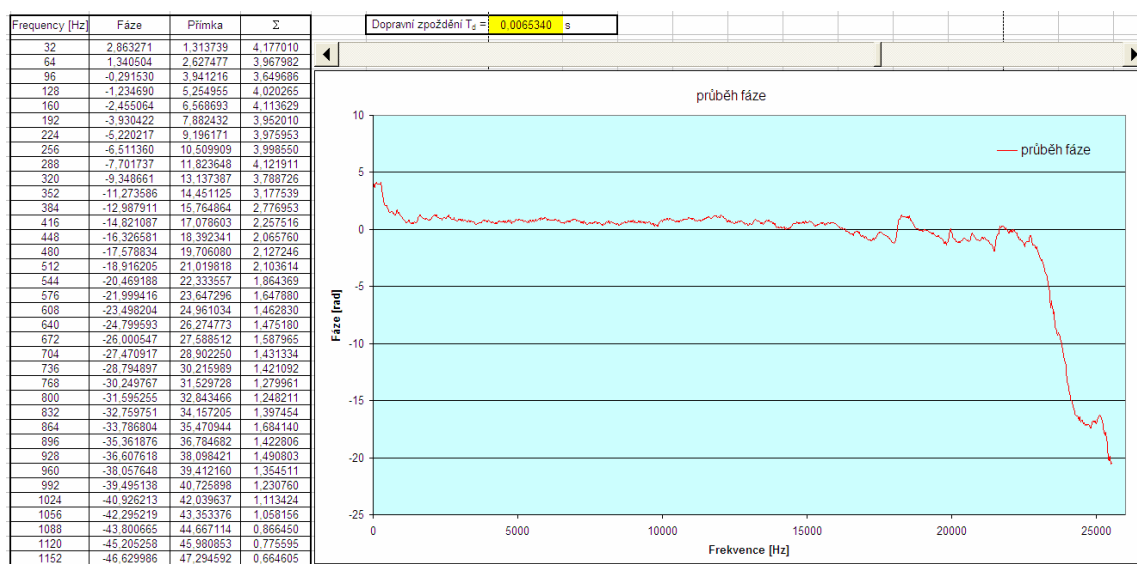
Porovnáním s prvním způsobem jsou patrné dosti velké odchylky, řádově jednotky až desítky centimetrů.

3. Způsob – odstranění efektu zpoždění u rozbalené fázové frekvenční charakteristiky

Tato metoda vychází ze stejných úvah vyjádření dopravního zpoždění jako u druhého způsobu s tím rozdílem, že k funkci rozbalené fáze je přičtena přímka (hodnoty budou počítány zvlášť pro každou frekvenci) popsána rovnicí

$$\varphi^* = 2\pi T_d f \quad (6.9)$$

kdy průběžnou změnou T_d bude měněna její směrnice. Při nalezení hledaného dopravního zpoždění bude v pracovní oblasti reproduktorů výsledkem téměř vodorovná fázová frekvenční charakteristika (Obrázek 36). Vlastní provedení této metody bylo vytvořeno v MS Excelu a pro snadné nalezení T_d bylo využito funkce posuvníku. Hledané dopravní zpoždění bylo odečteno z příslušné buňky (žluté).



Obrázek 36 – Odstranění efektu zpoždění fázové frekvenční charakteristiky

Odstranění efektu zpoždění fázové charakteristiky je způsobeno součtem dvou přímek se stejnou zápornou a kladnou směrnici. V ideálním případě by se v přenosu systému exponent členu dopravního zpoždění blížil k nule a hodnota tohoto členu by byla jedna. Při této úplné eliminaci dopravního zpoždění způsobené šířením zvuku ve vzduchu, bychom dostali přesný popis reproduktoru představující lineární dynamický systém.

Porovnáním zjištěných dopravních zpoždění prvním a třetím způsobem vyplývá, že časové rozdíly pro příslušná pásma jsou menší než délka jednoho vzorku. U druhého způsobu je rozdíl hodnot vyšší (až několik vzorků), což je pravděpodobně způsobeno zahrnutím pásem mimo pracovní rozsahy reproduktorů. Z uvedených skutečností lze usoudit, že třetí způsob nalezení délky dopravního zpoždění je nejpřesnější a za daných podmínek i nejrychlejší. Předpokladem použití tohoto způsobu je však nutná představa o očekávaném průběhu fáze.

Vlastní vyhodnocení přenosových a impulsních funkcí

Pro další zpracování byly příslušné naměřené signály v SignalAnalyseru pomocí funkce „zoom“ časově upraveny – posunutí začátku o odpovídající počet vzorků. Z nich pak byly vyhodnoceny následující přenosové a fázové frekvenční funkce MF a HF reproduktorů.

Střední frekvenční pásmo – MF

Pro správnou interpretaci frekvenční přenosové funkce bylo nutno provést normování průběhu SPL pro 1W příkonu a vzdálenost 1m. Tato korekce byla provedena na základě zjištěné citlivosti při frekvenci 1kHz.

Naměřené efektivní hodnoty: napětí zesilovače $U = 10,2V$
akustický tlak $p = 2,07Pa$

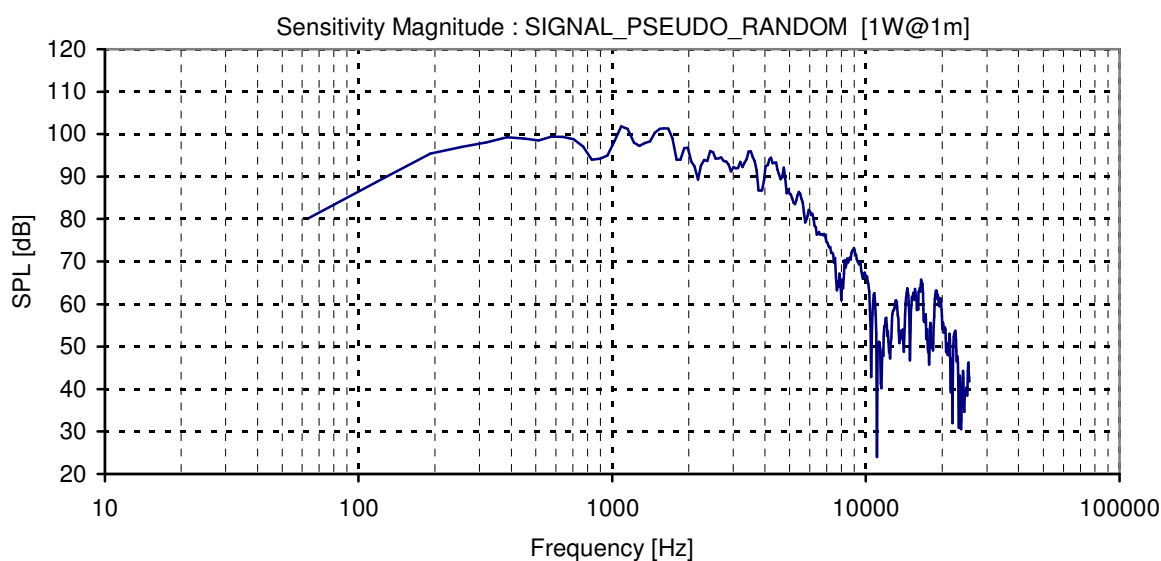
Při přepočtu na 1W efektivního výkonu, bylo pro nominální impedanci 8Ω využito ekvivalentního napětí 2,83V. Korekci vztažné (1m) a měřicí (2m) vzdálenosti lze pro vlnovou vlnu provést vynásobením akustického tlaku dvěma.

Na základě uvedených skutečností byl pro přepočet sestaven vztah, který určuje hladinu akustického tlaku při příkonu jednoho wattu na vzdálenosti jednoho metru, při frekvenci 1kHz.

$$p_{1W}' = p \frac{U_n}{U} \cdot 2 = \frac{2,07 \cdot 2,83}{10,2} \cdot 2 = 1,15Pa \approx SPL = 20 \log \frac{p_{1W}}{p_{ref}} = 20 \log \frac{1,15}{2 \cdot 10^{-5}} = 95,2dB \quad (6.10)$$

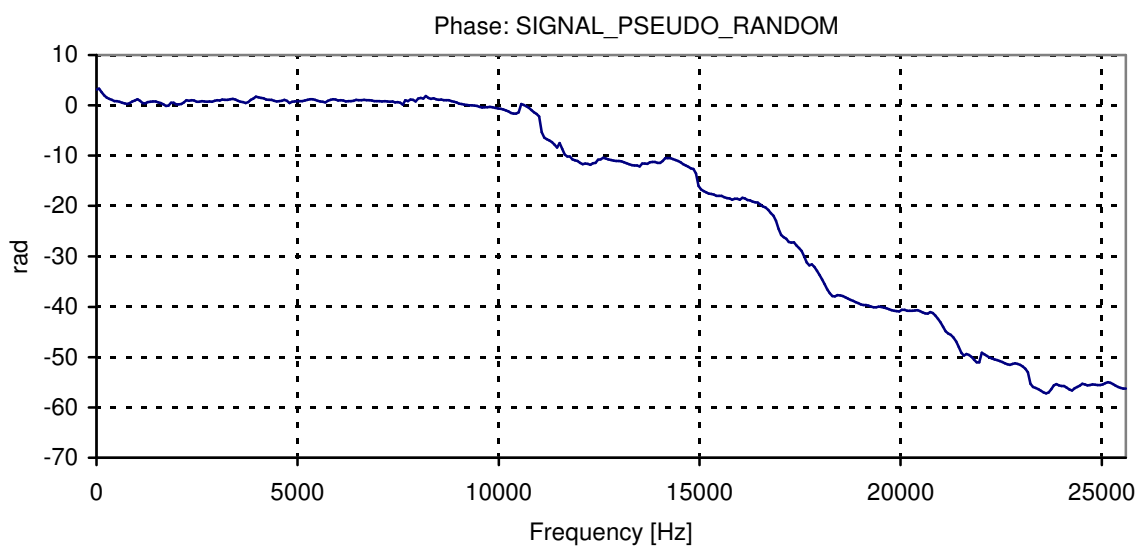
Při vyhodnocování frekvenční přenosové funkce pak byla v programu SignalAnalyser provedena příslušná korekce.

Frekvenční přenosová funkce MF pásma



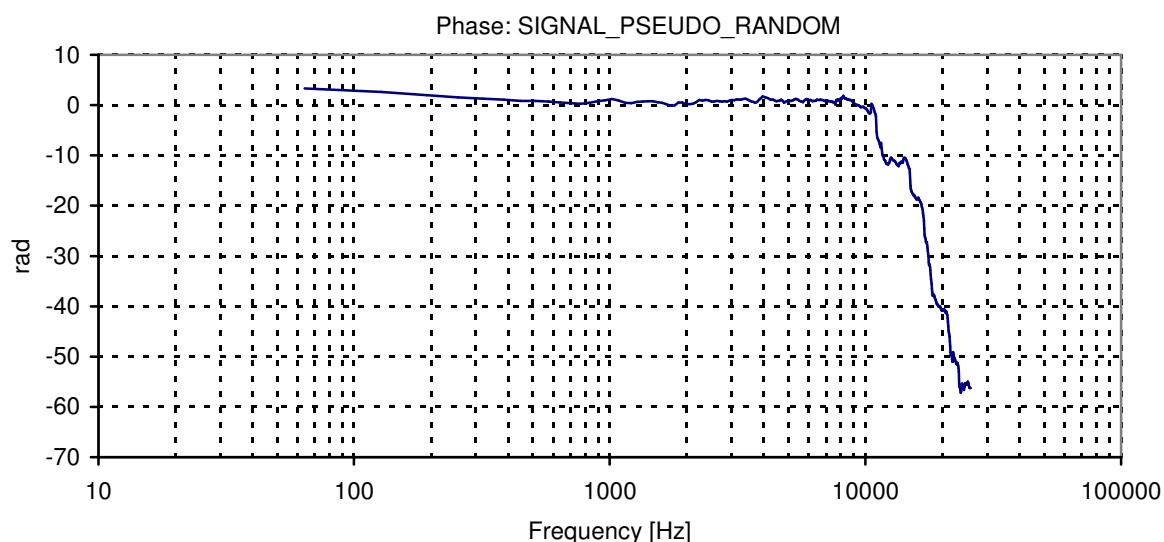
Obrázek 37 - Průběh frekvenční přenosové funkce MF

Fázová frekvenční funkce MF pásma v lineárním zobrazení



Obrázek 38 - Průběh fázové frekvenční funkce MF s lineárním zobrazením frekvence

Fázová frekvenční funkce MF pásma v logaritmickém zobrazení



Obrázek 39 - Průběh fázové frekvenční funkce MF s logaritmickým zobrazením frekvence

Z uvedené frekvenční přenosové funkce je pro doporučené frekvenční pásmo $120 \div 800\text{Hz}$ patrný vyrovnaný průběh při vysoké citlivosti, který je důležitým předpokladem nezkresleného přenosu zvuku. Porovnáním zjištěných přenosových vlastností s údaji výrobce se dá konstatovat za téměř shodné.

Vyšší frekvenční pásmo – HF

Stejně jako středního MF pásma musí být provedeno normování frekvenční přenosové funkce. Efektivní hodnoty charakterizující citlivost byly tentokrát zjištěny při frekvenci 10kHz.

Naměřené efektivní hodnoty: napětí zesilovače $U = 6,72\text{V}$

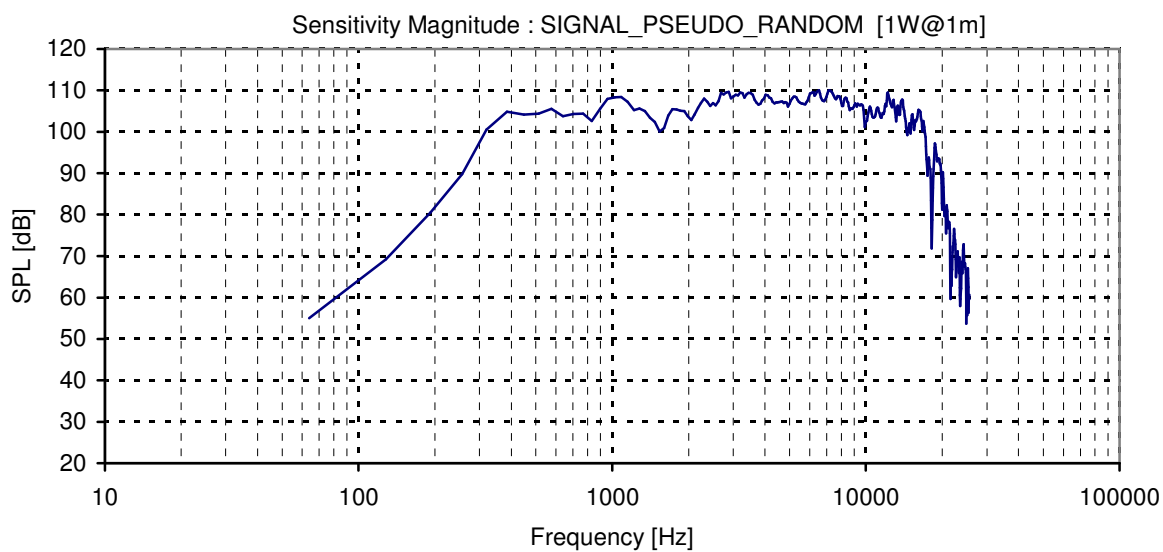
akustický tlak $p = 3,55\text{Pa}$

Vzhledem je stejné nominální impedanci 8Ω , bylo pro přepočítání akustického tlaku použito stejného vztahu.

$$p_{1W} = p \frac{U_n}{U} \cdot 2 = \frac{3,55 \cdot 2,83}{6,72} \cdot 2 = 2,99\text{Pa} \approx SPL = 20 \log \frac{p_{1W}}{p_{ref}} = 20 \log \frac{2,99}{2 \cdot 10^{-5}} = 103,5\text{dB} \quad (6.11)$$

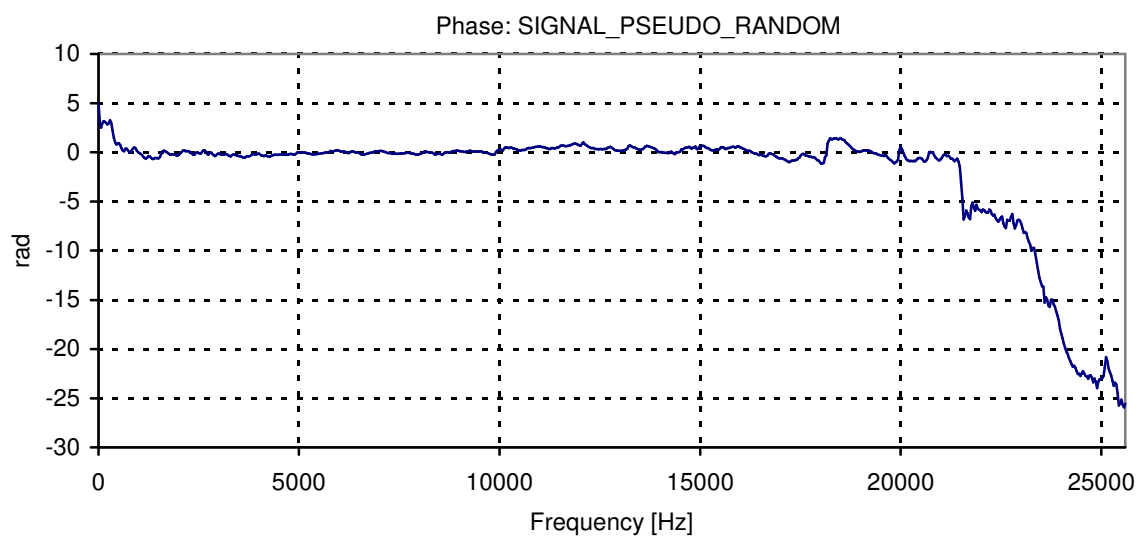
Při vyhodnocování frekvenční přenosové funkce pak byla v programu SignalAnalyser opět provedena příslušná korekce.

Frekvenční přenosová funkce HF pásma



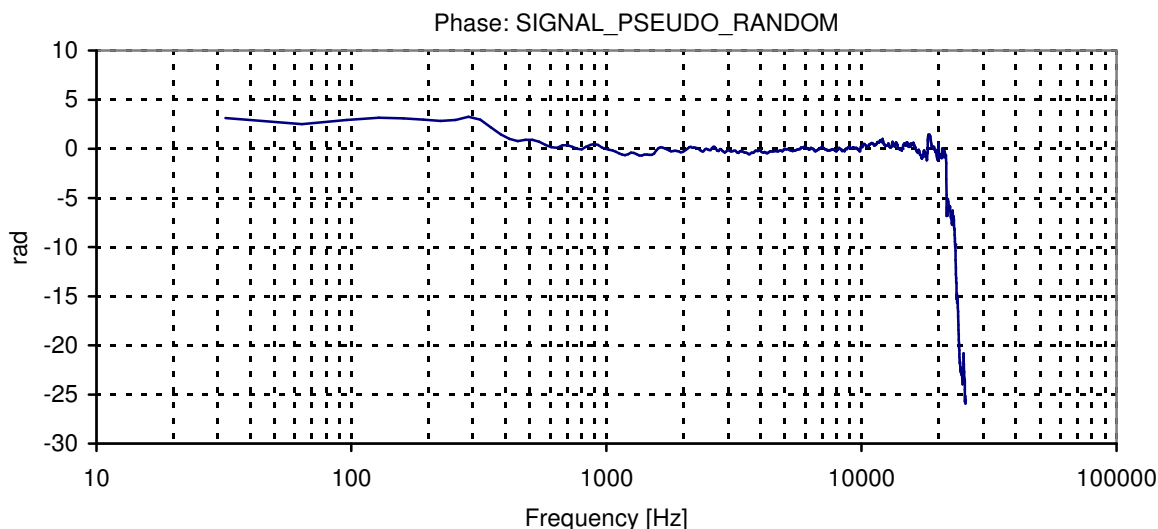
Obrázek 40 - Průběh frekvenční přenosové funkce HF

Fázová frekvenční funkce HF pásma v lineárním zobrazení



Obrázek 41 - Průběh fázové frekvenční funkce HF s lineárním zobrazením frekvence

Fázová frekvenční funkce HF pásma v logaritmickém zobrazení



Obrázek 42 - Průběh fázové frekvenční funkce HF s logaritmickým zobrazením frekvence

Ze získaných charakteristik pro vyšší frekvenční HF pásmo je patrna ještě mnohem větší citlivost reproduktoru než u MF pásma. Porovnáním s údaji výrobce dojdeme opět k velmi dobré shodě. Reprodukory s takto vysokou citlivostí a přitom relativně vyrovnaným průběhem fáze jsou pro konstrukce reprodukcí systémů pro ozvučení rozsáhlých prostor jsou velmi důležité, neboť ekvivalentní počet méně citlivých zdrojů přináší spíše problémy v podobě hřebenového filtru.

Porovnáním například s reproduktorovými systémy pro domácí použití, jejichž citlivost je průměrně 86dB, lze vypočítat, že účinnost reproduktoru pro ozvučení rozsáhlých prostor dosahují přibližně desetinásobku.

Na základě získané fázové charakteristiky je třeba si všimnout náhlé změny hodnoty fáze na frekvenci přibližně 18kHz, která je pravděpodobně způsobená rezonanční frekvencí v tomto místě.

6.2 Zpracování záznamů měření směrových charakteristik

Jak bylo zmíněno v kapitole 4.2, stanovení směrových charakteristik systému spočívá ve vykreslení křivek do polárního grafu představující hladiny akustického tlaku v každém směru. Každá křivka pak reprezentuje určité sledované pásmo. V našem případě byla použita CPB analýza s oktávovým rozlišením. Vzhledem k frekvenčnímu rozsahu reproduktorového systému byla zvolena pásma charakterizované těmito centrálními frekvencemi: 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 a 16000Hz.

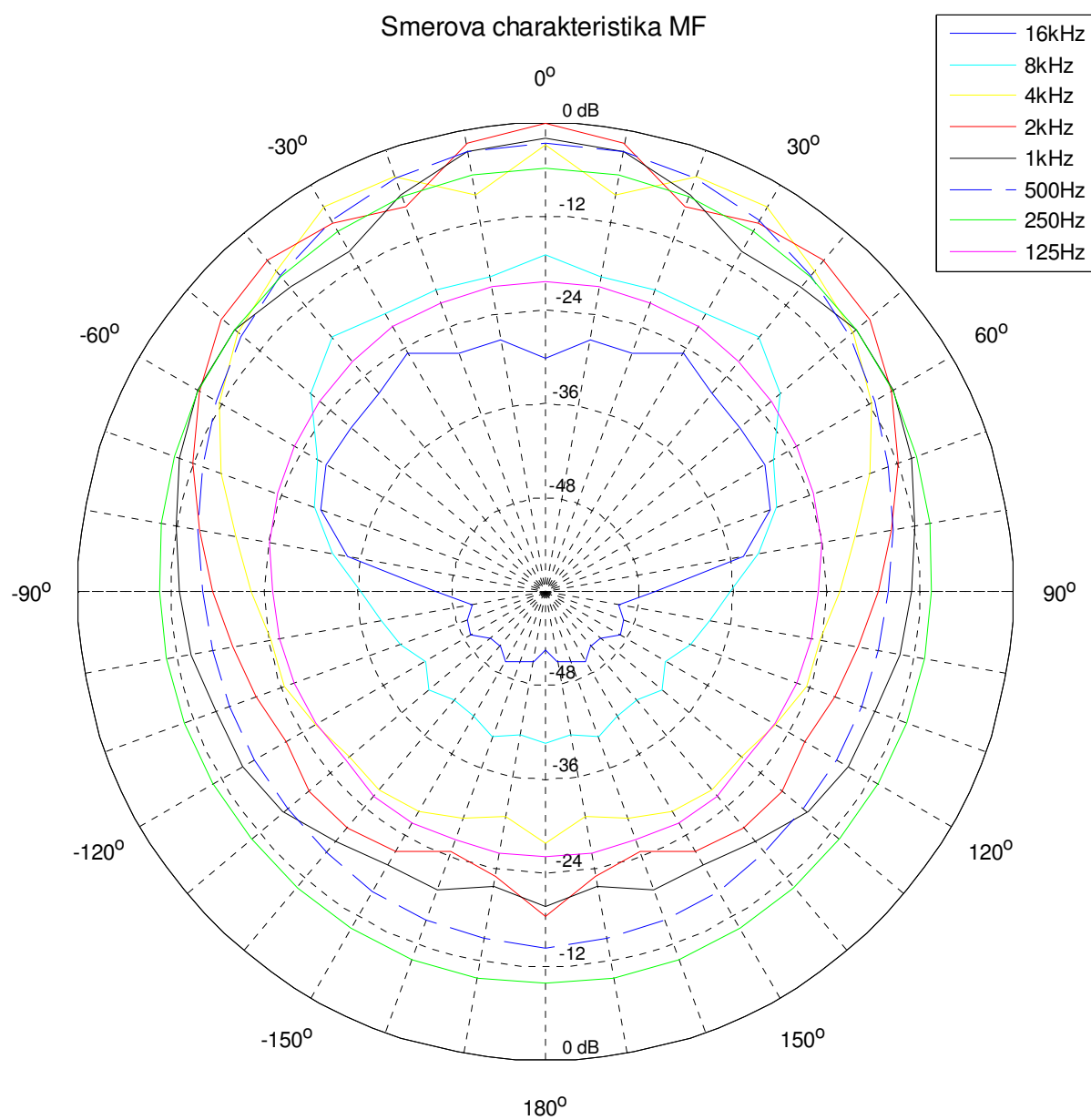
Vlastní vyhodnocení směrových charakteristik

U tohoto typu měření nebyly zaznamenány skutečné originální časové průběhy každého měření, nýbrž jen soubory dat pro každou polohu mikrofону obsahující údaj o velikosti akustického tlaku pro každé pásmo. Vzhledem k výše popsaným skutečnostem, že nebylo možné zpracovávat data v programu LabShop Pulse, byly tyto soubory dat dostupnými metodami postupně přeneseny do programu MS Excel, kde byly seřazeny do přehledných tabulek. Tento postup byl dán dostupností ostatních instalovaných programů v obslužném PC analyzátoru.

Vzhledem k vyššímu grafickému komfortu prostředí MATLAB, byla seřazená data přenesena do tohoto prostředí a za pomoci funkcí pro tvorbu polárních grafů vykreslena.

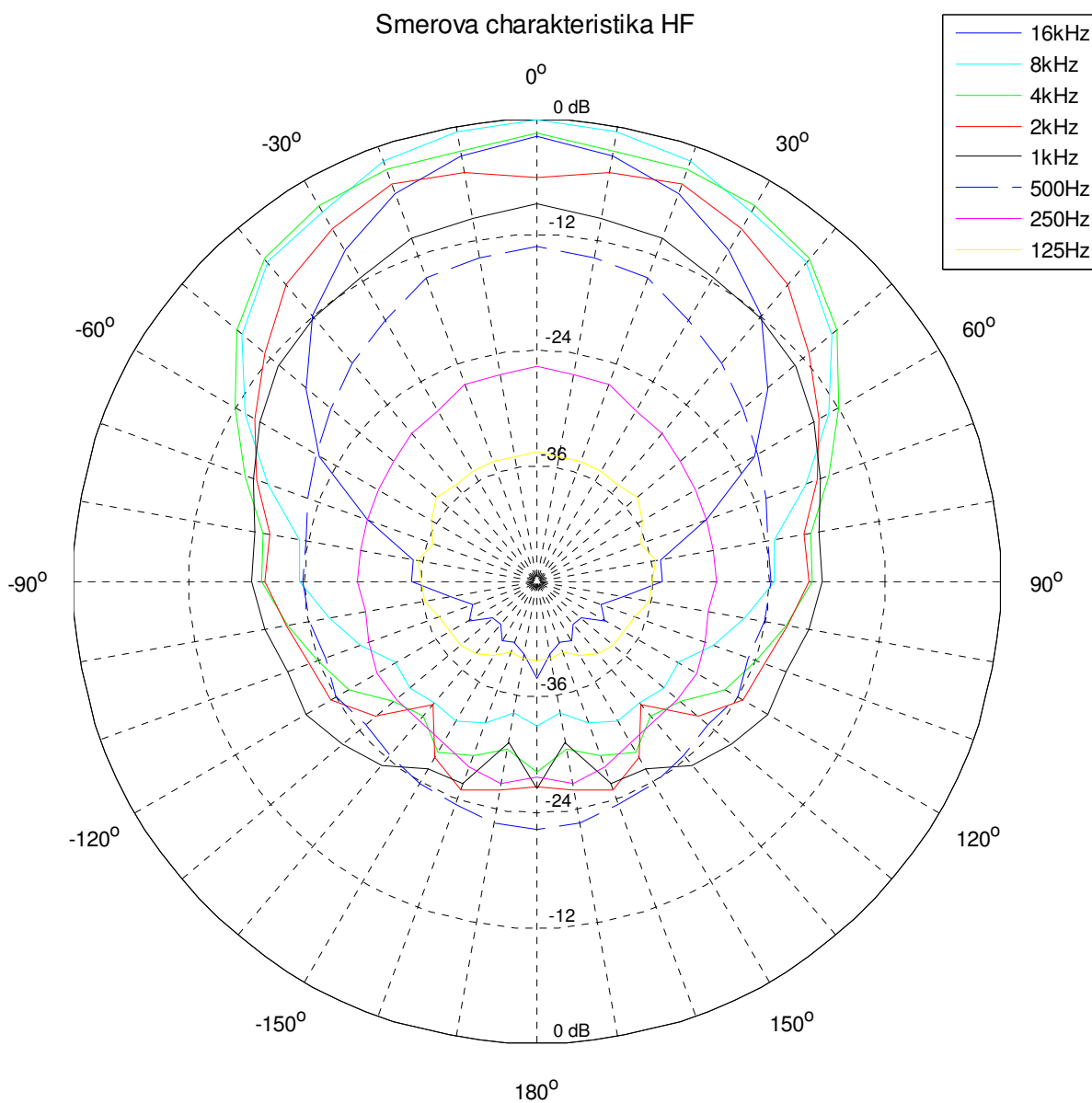
Naměřené směrové charakteristiky reproduktorového systému dV-DOSC

Střední frekvenční pásmo - MF



Obrázek 43 - Směrová charakteristika středního frekvenčního pásma MF

Vyšší frekvenční pásmo – HF



Obrázek 44 - Směrová charakteristika vyššího frekvenčního pásma HF

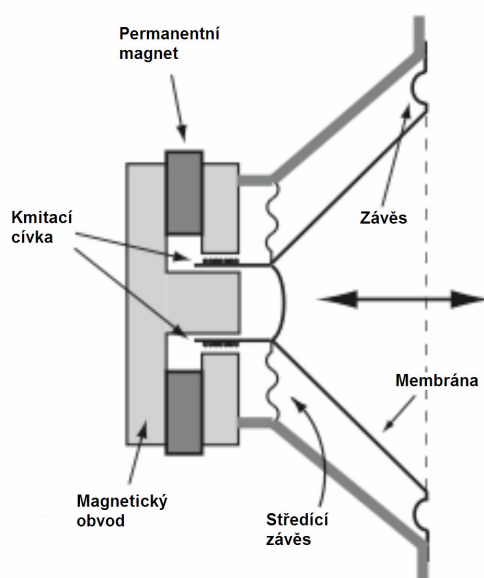
Porovnáním směrových charakteristik s údaji výrobce lze najít mírné rozdíly v deklarovaných parametrech. Toto je však pravděpodobně způsobeno dvěma různými vlivy. Jedním z nich je použití nedoporučeného zesilovače bez příslušné filtrace a druhým je přístup výrobce, který na základě teorie konstrukce systému zaručuje homogenitu vyzářené zvukové vlny až ve vzdálenosti přibližně 7,5 metrů, a to pro minimálně tři elementy nad sebou.

7 Návrh matematického modelu reproduktoru

Při sestavování modelů dynamických systémů se vychází ze sledování toku energie v systému. Energie je popsána vždy pomocí dvou veličin, které vyjadřují okamžitý výkon. Tyto veličiny jsou nazývány komplementárními. Pro mechanické systémy jsou to síla F a rychlost v , pro elektrické systémy napětí u a proud i . Méně obvyklými veličinami jsou tlak p a objemová rychlost q popisující akustický systém.

7.1 Fyzikální realizace reproduktoru

Návrh matematického modelu reproduktoru vychází z jeho elektro-mechanické struktury uvedené na následujícím obrázku (Obrázek 45).



Obrázek 45 - Ilustrační řez reproduktorem [KARJALAINEM, 2009]

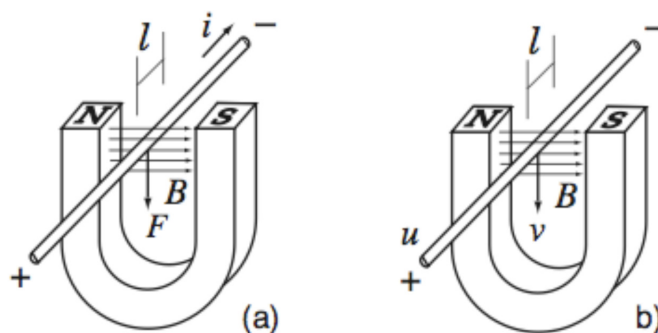
Reproduktor, jako elektrodynamický akustický měnič je nutné pro potřeby modelování rozdělit do tří základních funkčních celků, které ve vzájemné definované vazbě představují model reproduktoru jako jednoho elementu – akčního členu.

Díky tomuto rozdělení lze popsat zvlášť elektrickou, mechanickou a akustickou část.

- Elektrický obvod reproduktoru je tvořen cívkou umístěnou v magnetickém poli permanentního magnetu. Charakteristickými parametry jsou odpor cívky a její indukčnost.
- Mechanická část je pružně uložená membrána, tedy pohybující se hmota, kterou lze obecně popsat pohybovou rovnicí. Charakteristickými parametry pak budou hmotnost, tlumení a tuhost.
- Akustická část popisuje vyzařování a tvoří jí prostor před membránou. Charakteristickými parametry jsou akustická impedance a odpor [Beranek, 1996].

Současně je třeba definovat vazby mezi jednotlivými částmi reproduktoru. Vazby jsou tvořeny tzv. převodníky veličin. V našem případě se bude jednat o elektro-mechanický a mechanicko-akustický převod.

Elektro-mechanický převodník – je realizován vodičem umístěným v magnetickém poli, kdy na něj díky protékajícímu proudu působí síla, resp. vzniká indukované napětí při pohybujícím se vodiči.



Obrázek 46 - Vodič v magnetickém poli [KARJALAINEN, 2009]

Jak bylo zmíněno výše a jak je patrné z obrázku (Obrázek 46), lze chování vodiče v magnetickém poli popsat těmito dvěma zápisy:

- a) síla působící na vodič v závislosti na protékajícím proudu

$$F = Bli \quad (7.1)$$

- b) indukované napětí v závislosti na rychlosti pohybu vodiče

$$u = Blv \quad (7.2)$$

kde

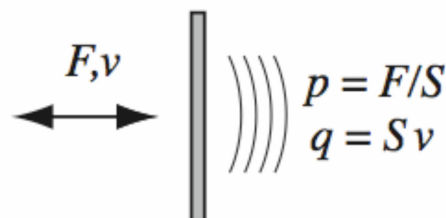
B – magnetická indukce [T]

l – délka vodiče v magnetickém poli [m]

Z těchto rovnic lze odvodit převod elektrických komplementárních veličin na mechanické a naopak.

Poznámka: Tento typ převodníku, kdy jsou vždy ve vzájemném vztahu různé typy komplementárních veličin (kvalitativní a kvantitativní), se nazývá gyrátorem. Ve speciálním případě, kdy je převodní poměr gyrátoru roven jedné (v našem případě $Bl = 1$) je nazýván dualizerem.

Mechanicko-akustický převodník – jeho jednoduchou realizací si lze představit pod pohybem pístu (v našem případě membrány) ve vzduchu. Převodní poměr je dán činnou plochou membrány S .



Obrázek 47 - Transformace mechanického výkonu na akustický [KARJALAINEN, 2009]

Při dodržení stejného popisu jako u elektro-mechanického převodníku lze převod popsat následujícími vztahy

- a) tlak vyvinutý membránou je závislý na síle

$$p = F / S \quad (7.3)$$

- b) objemová rychlost je závislá na rychlosti pohybu membrány

$$q = Sv \quad (7.4)$$

kde

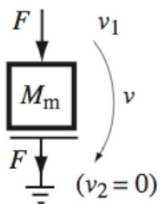
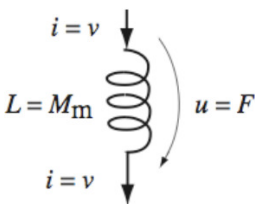
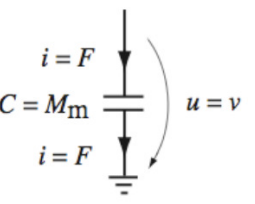
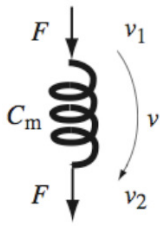
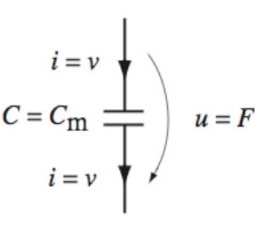
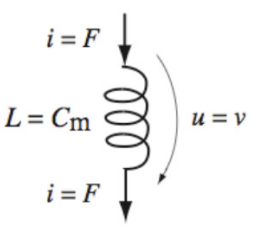
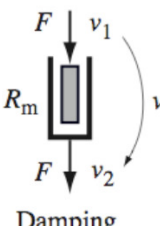
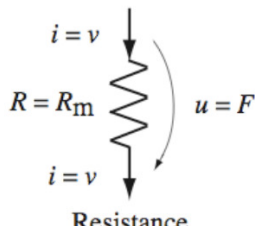
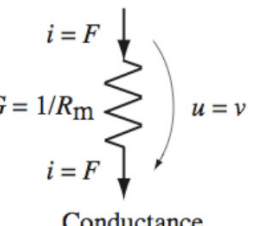
p – akustický tlak [Pa]

q – objemová rychlost [$\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}$]

V případě tohoto převodníku je vztahy popsána vždy závislost povahově stejných komplementárních veličin. Takový typ převodníku se obecně nazývá transformátor.

Analogie systémů

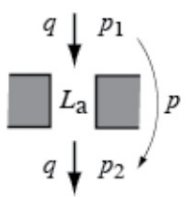
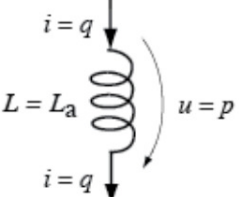
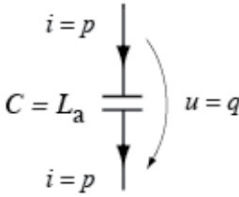
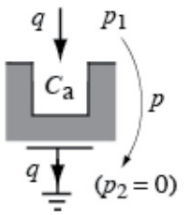
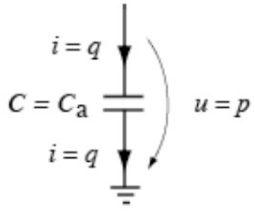
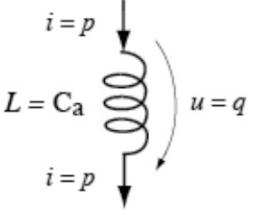
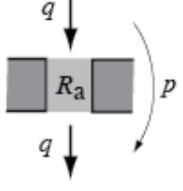
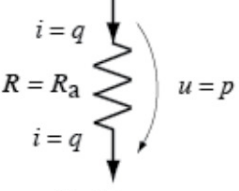
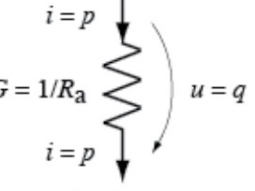
Při sestavování náhradního obvodu bylo pro mechanickou a akustickou část využito tzv. analogií, umožňující popis rozdílných procesů pomocí podobných vyjádření. Současně je tady na místě připomenout dva různé přístupy při sestavování modelů, kdy může být využito impedančních, nebo admitačních analogií. Na následujícím obrázku (Obrázek 48) je uveden přehled vlastností mechanických systémů a jejich elektrických analogií.

Mechanical elements	Impedance analogy	Admittance analogy
 <p>Mass</p>	 <p>Inductance</p>	 <p>Capacitance</p>
 <p>Compliance</p>	 <p>Capacitance</p>	 <p>Inductance</p>
 <p>Damping</p>	 <p>Resistance</p>	 <p>Conductance</p>

Obrázek 48 – Mechanicko-elektrické analogie [KARJALAINEN, 2009]

Při popisu mechanického systému s využitím impedančních analogií, lze mechanickou indukci nazvat odporem proti zrychlení, mechanickou kapacitu odporem proti deformaci a mechanický odpor je odporem proti rychlosti.

Stejně jako u mechanických prvků lze analogie využít i pro popis akustických elementů. Přehled je opět uveden na následujícím obrázku (Obrázek 49).

Acoustical elements	Impedance analogy	Admittance analogy
 <p>Acoustical inductance</p>	 <p>Inductance</p>	 <p>Capacitance</p>
 <p>Acoustical capacitance</p>	 <p>Capacitance</p>	 <p>Inductance</p>
 <p>Acoustical resistance</p>	 <p>Resistance</p>	 <p>Conductance</p>

Obrázek 49 - Akusticko-elektrické analogie [KARJALAINEM, 2009]

Při vlastním návrhu ekvivalentního obvodu reproduktoru byly použity analogie s přístupem pomocí popisu impedančního vyjádření mechanických i akustických vlastností reproduktoru.

Poznámka: Všechny doposud prezentované a dále uvedené úvahy se vztahují výhradně ke konstrukci elektrodynamického reproduktoru. Proto budou veškerá další srovnání s reálným reproduktorem vztažena pouze na MF pásmo identifikovaného reproboxu, neboť pro vyšší HF pásmo se standardně využívá principiálně odlišných reproduktorů, tzv. tlakových, kde se při vyzařování zvuku využívá vnitřní mechanické struktury obsahující tlakové komory umístěné před membránou. Navíc takovéto reproduktory vždy vyžadují dodatečný zvukovod.

7.2 Ekvivalentní schéma reproduktoru

Struktura náhradního obvodu reproduktoru vychází z rozdělení systému na tři části provedené v úvodu této kapitoly. Pro popis jednotlivých částí lze použít následující diferenciální rovnice vycházející ze základních fyzikálních zákonů.

Elektrická část – 2.Kirchhoffův zákon – součet všech napětí ve smyčce je roven nule

$$u_e = R_e \cdot i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} \quad (7.5)$$

Mechanická část – 2.Newtonův zákon a aplikace d'Alembertova principu

$$Bl \cdot i_e = m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + k \cdot x + p \cdot S \quad (7.6)$$

Akustická část – 2.Newtonův zákon modifikovaný pro účely akustiky [Beranek, 1996]

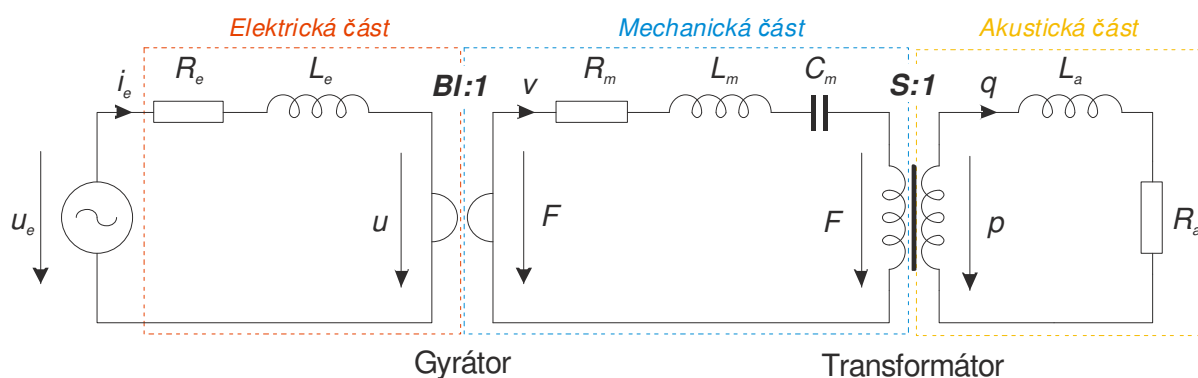
$$p = M_A \frac{dq}{dt} + R_A \cdot q = M_A \cdot S \frac{d^2 x}{dt^2} + R_A \cdot S \frac{dx}{dt} \quad (7.7)$$

kde

M_A – akustická hmota [kg.m⁻⁴]

R_A – akustický odpor prostředí [N.s.m⁻¹]

Aplikací uvedených analogií lze tedy zastoupit vlastnosti mechanické a akustické části pomocí prvků elektrického obvodu.



Obrázek 50 - Ekvivalentní schéma reproduktoru

V obvodu ekvivalentního schématu reproduktoru pak představují použitá označení jednotlivých prvků tyto jejich elementární vlastnosti.

R_e – elektrický odpor cívky reproduktoru

L_e – elektrická indukce cívky reproduktoru

Bl – silový faktor převodu E-M převodníku

R_m – tlumení (odpor proti rychlosti) – analogie s mechanickým tlumením b

L_m – mechanická indukce (odpor proti zrychlení) – analogie s mechanickou hmotností m

C_m – poddajnost závěsů membrány – převrácená hodnota tuhosti $C_m = 1/k$

S – činná plocha membrány

L_a – akustická impedance – analogie s akustickou hmotou M_A

R_a – akustický odpor prostředí

Přepsáním uvedených vztahů dostaneme soustavu rovnic, která představuje matematický model reproduktoru

$$u_e = R_e \cdot i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} \quad (7.8)$$

$$Bl \cdot i_e = L_m \frac{d^2x}{dt^2} + R_m \frac{dx}{dt} + \frac{1}{C_m} \cdot x + p \cdot S \quad (7.9)$$

$$p = L_a \frac{dq}{dt} + R_a \cdot q = L_a \cdot S \frac{d^2x}{dt^2} + R_a \cdot S \frac{dx}{dt} \quad (7.10)$$

Osamostatněním nejvyšších derivací u prvních dvou rovnic dostaneme.

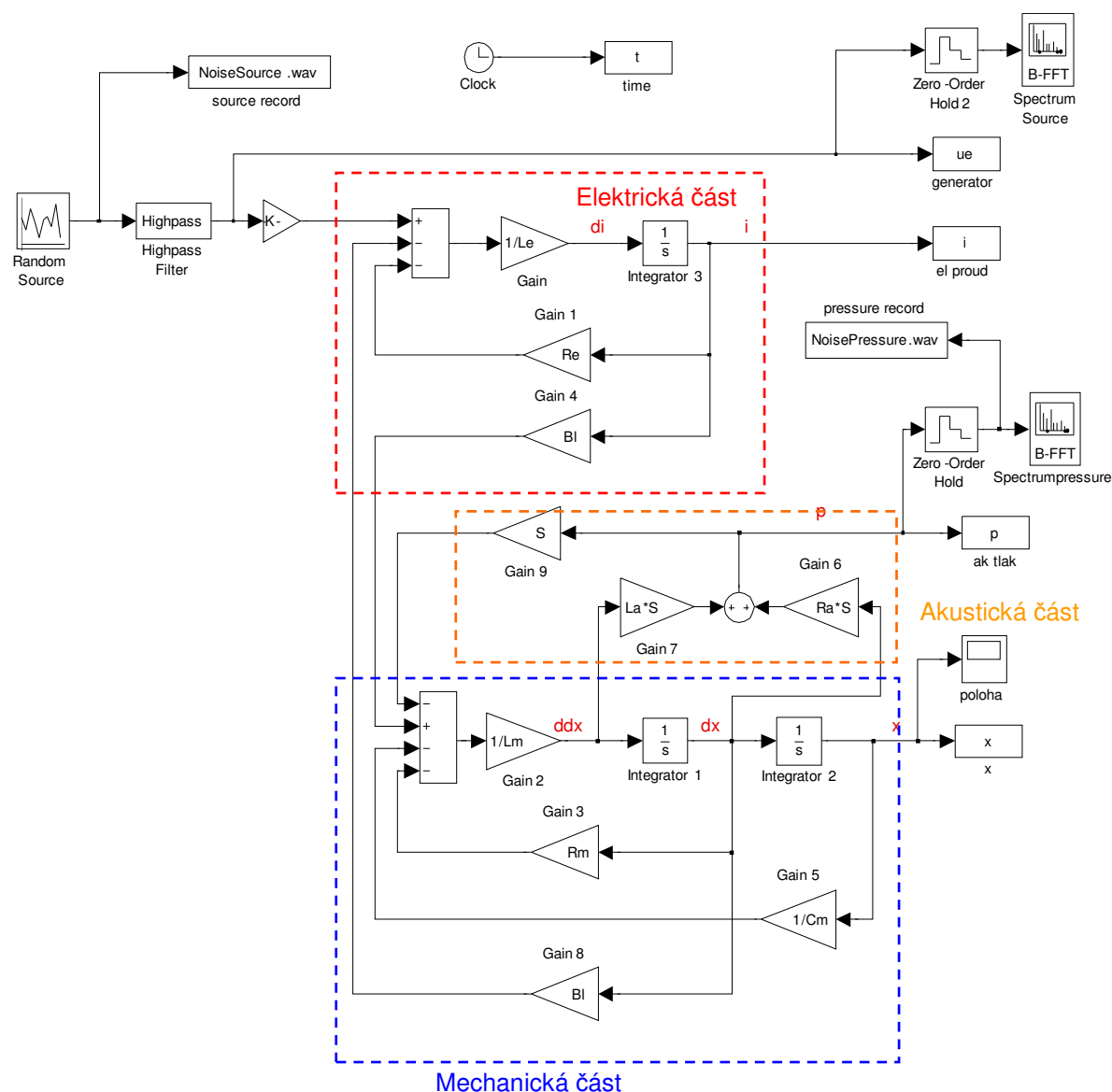
$$\frac{di_e}{dt} = \frac{1}{L_e} \left(u_e - R_e \cdot i_e - Bl \frac{dx}{dt} \right) \quad (7.11)$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{L_m} \left(Bl \cdot i_e - R_m \frac{dx}{dt} - \frac{1}{C_m} \cdot x - p \cdot S \right) \quad (7.12)$$

$$p = L_a \cdot S \frac{d^2x}{dt^2} + R_a \cdot S \frac{dx}{dt} \quad (7.13)$$

7.3 Simulační schéma lineárního modelu reproduktoru

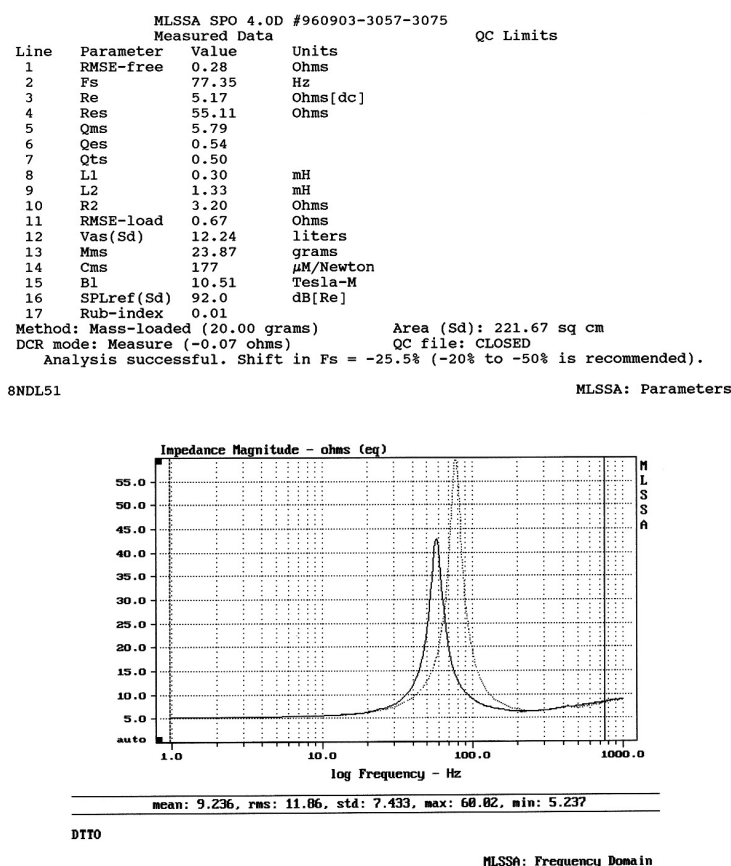
Na základě soustavy diferenciálních rovnic (7.11), (7.12) a (7.13), byl v prostředí Matlab – Simulink vytvořen následující lineární simulační model reproduktoru (Obrázek 51). Ve skutečnosti obsahuje reálný reproduktor mnoho parametrů s nelineárním průběhem, které jsou v tomto linearizovaném modelu považovány za konstantní. Hlavními nelinearitami jsou v závislosti na poloze membrány silový faktor Bl a poddajnost zavěšení membrány C_m .



Obrázek 51 - Simulační model reproduktoru v prostředí Matlab-Simulink

Parametry modelu

K získání parametrů modelu se používají různé metody, kdy nejčastější z nich je metoda dynamická, která spočívá v měření impedančních charakteristik volného a přitíženého systému. Přitížením se v tomto případě rozumí přidání dodatečné hmotnosti známé velikosti (obvykle 20g) k membráně reproduktoru. Tento postup má efekt frekvenčního posunutí rezonančních frekvencí v jednotlivých impedančních charakteristikách, na základě kterých jsou dle empirických vztahů vypočteny příslušné parametry. Tyto vztahy jsou již většinou zahrnuty jako know-how v programovém vybavení speciálních programů používaných k automatické identifikaci sledovaných parametrů, například program MLSSA. Měření však vyžaduje připevnění přidané hmoty k membráně reproduktoru, což lze prakticky provést pouze lepením. Tento postup má vždy za následek třeba jen mírné poškození identifikovaného systému, což bylo v tomto případě nemožné. Na následujícím obrázku (Obrázek 52) je uveden příklad záznamu z měření.

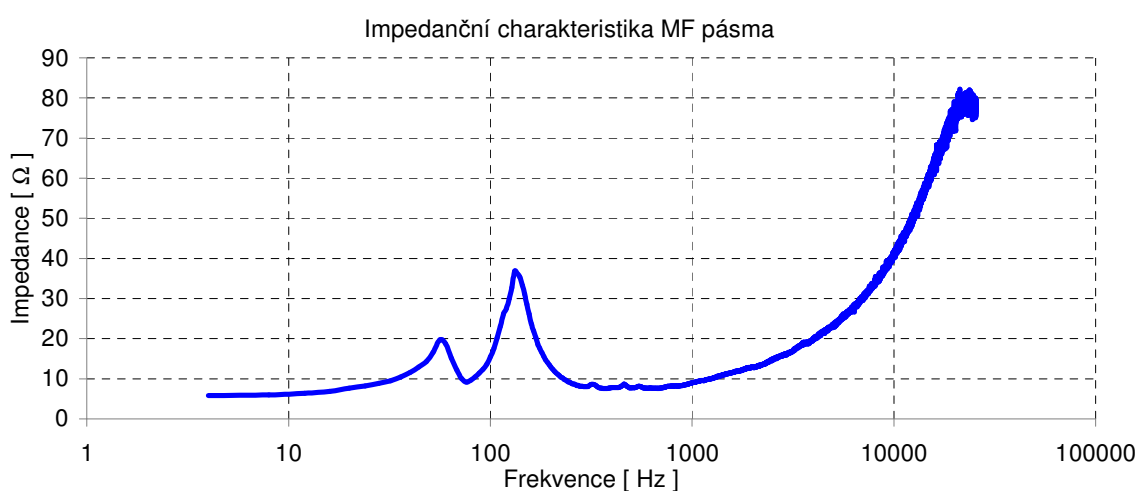


Obrázek 52 - Příklad záznamu identifikace parametrů reproduktoru [PRODANCE, 2004]

Pro názornost byla v rámci této práce provedena identifikace impedanční charakteristiky reproduktoru MF pásma. Vlastní měření probíhalo tak, že při buzení signálem lin-sweep (sinusový signál s lineárně měnící se frekvencí) byl zaznamenán průběh napětí a proudu (lze měřit přímo na zesilovači). Ze záznamů byla pomocí FFT provedena frekvenční analýza a průběh impedanční charakteristiky byl získán dle Ohmova zákona,

$$Z = \frac{U(f)}{I(f)} \quad (7.14)$$

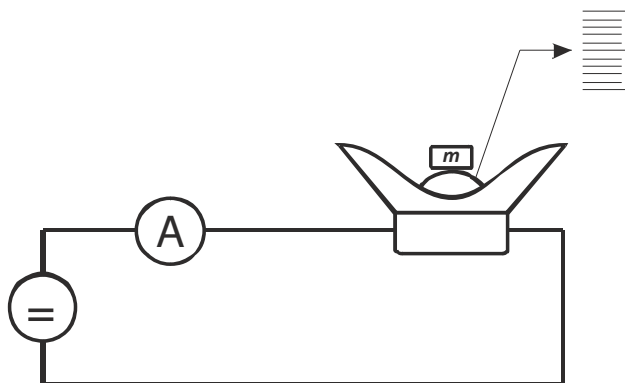
kdy bylo nutno provést dělení pro jednotlivé frekvence zvlášť. Na následujícím obrázku (Obrázek 53) je vykreslen získaný průběh.



Obrázek 53 - Identifikována impedanční charakteristika reproduktoru MF pásma

Porovnáním obou průběhů impedančních charakteristik (Obrázek 52 a Obrázek 53) je patrný rozdíl v tom, že v druhém případě charakteristika obsahuje dvě rezonanční frekvence, kdy jedna je rezonanční frekvence reproduktoru a druhá je rezonanční frekvence reproboxu.

V rámci této práce bylo také provedeno orientační měření silového faktoru Bl statickou metodou, spočívající v přitížení membrány a nalezení takového stejnosměrného proudu I , který membránu vrátí do původní polohy. Schéma měření silového faktoru Bl statickou metodou je znázorněno na následujícím obrázku (Obrázek 54).

Obrázek 54 - Schéma měření silového faktoru Bl statickou metodou

Na základě velikosti proudu I , který membránu se závažím vrátí do původní polohy lze vypočítat silový faktor dle následujícího vztahu

$$Bl = \frac{m \cdot g}{I} \quad [\text{N} \cdot \text{A}^{-1}] \quad (7.15)$$

kde

m – hmotnost přidané hmoty [kg]

g – gravitační zrychlení [$\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$]

I – elektrický proud [A]

Z naměřených hodnot (hmotnost $m = 0,542 \text{ kg}$ a proud $I = 0,28 \text{ A}$) byl vypočtena velikost silového faktoru $Bl = 18,99 \text{ N} \cdot \text{A}^{-1}$.

$$Bl = \frac{0,542 \cdot 9,81}{0,28} = 18,99 \text{ N} \cdot \text{A}^{-1} \quad (7.16)$$

Přestože bylo odměřování polohy membrány dle aktuálních možností řešeno pouze jednoduchým přípravkem ve formě porovnávání jako u jazýčkových vah, bylo dosaženo korektní hodnoty srovnatelné s údajem výrobce reproduktoru.

Z výše uvedených důvodů a vůbec náročností metod identifikace potřebných údajů, byly parametry modelu získány především z dostupné literatury, převážně však z katalogových listů výrobce [BCSPEAKERS] a záznamů měření technické podpory distributorů [PRODANCE, 2004]. Do výpočtového modelu byly zadávány prostřednictvím následujícího M-File.

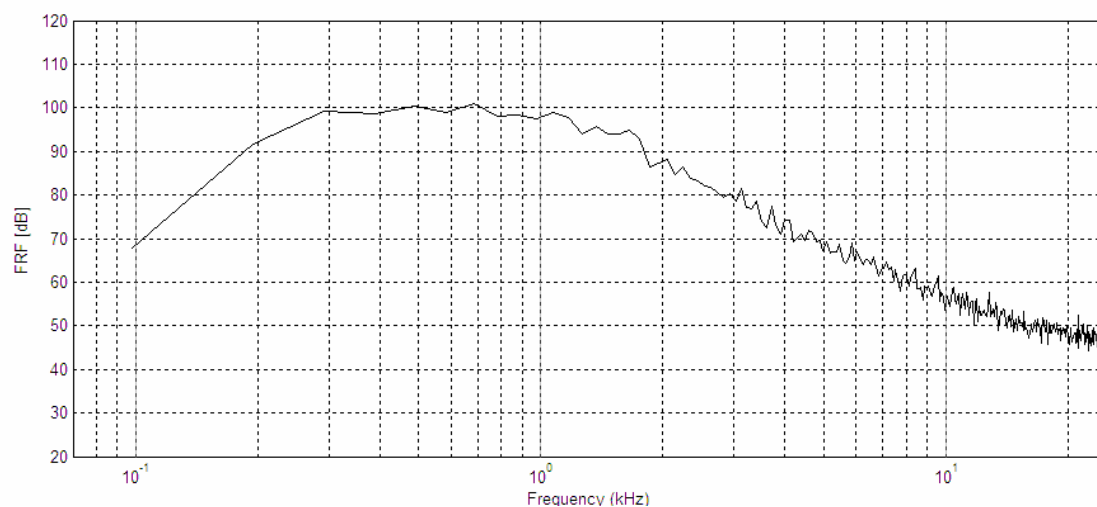
Výpis M-file pro zadání parametrů potřebných k simulaci

```
%Parametry pro simulaci reproduktoru
Re=6.7;
Le=0.0007;
Bl=20;
S=0.06;
Lm=0.018;
Cm=0.00028;
Rm=0.5;
La=0.03;
Ra=300;
Rv=0.15; %vyuziva se pro nelinearni model
Lv=0.003; %vyuziva se pro nelinearni model
```

Dalším důležitým parametrem bylo nastavení pevného výpočetního kroku simulace, který byl zvolen na základě Shannon-Kotelnikova teorému, který říká, že vzorkovací frekvence musí být minimálně dvakrát větší než sledované frekvenční pásmo. Proto byl zvolen výpočetní krok $\Delta t = 0,00002s$, který odpovídá vzorkovací frekvenci 50kHz.

Výsledky získané simulací

Simulací byla získána následující frekvenční přenosová funkce (Obrázek 55) lineárního matematického modelu reproduktoru.



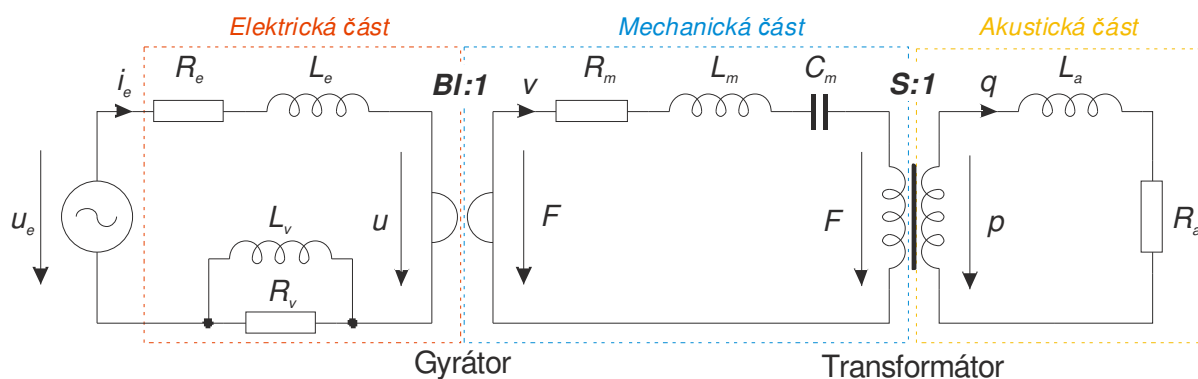
Obrázek 55 - FRF lineárního modelu získaná simulací

Poznámka: Originální obrázek z Matlabu znázorňující průběh frekvenční přenosové funkce modelu musel být díky speciálnímu bloku Simulinku modulu Signal Processing Blockset (B-FFT spectral analyzer) exportován ve formátu bitové mapy. Současně byl proveden časový záznam do WAV souboru, který poslouží k závěrečnému srovnání s experimentální identifikací frekvenční přenosové funkce reálného reproduktoru.

7.4 Ekvivalentní schéma nelineárního modelu reproduktoru

Jak bylo uvedeno v předchozí podkapitole (7.3), reálný reproduktor obsahuje mnoho parametrů s nelineárním průběhem. Proto byl model rozšířen o hlavní nelineární parametry, které jsou závislé na poloze membrány. Jsou to silový faktor Bl a poddajnost zavěšení membrány C_m . Do tohoto modelu byly také zahrnuty ztráty vířivými proudy v elektrické části reproduktoru.

Pro tento model bylo sestaveno nové ekvivalentní schéma reproduktoru (Obrázek 56), kde jsou do elektrické části přidány prvky (indukce L_v a odpor R_v), modelující ztráty vířivými proudy [THORBORG, 2007]. Zavedením výše uvedených nelinearit se obecné ekvivalentní schéma reproduktoru nezmění. Rozdíl bude patrný až u simulačního schématu reproduktoru.



Obrázek 56 - Ekvivalentní schéma nelineárního modelu reproduktoru

Rozšířením modelu o ztráty vířivými proudy se musí nutně změnit i matematický popis respektive diferenciální rovnice popisující elektrickou část, která vychází z druhého Kirchhoffova zákona, jenž říká, že součet všech napětí ve smyčce je roven nule. Přidáním prvků se rovnice rozšíří do následujícího tvaru

$$u_e = R_e \cdot i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} + U_v \quad (7.17)$$

kde U_v – napětí na prvcích R_v a L_v [V]

Při paralelním řazení prvků, tak jak je uvedeno ve schématu platí

$$U_v = L_v \frac{di_L}{dt} = R_v \cdot i_R \quad (7.18)$$

kde i_L a i_R jsou proudy protékající příslušnými prvky (index odpovídá danému prvku)

Pro určení napětí U_V je nutno použít prvního Kirchhoffova zákona, který říká, že součet všech proudů v uzlu je roven nule. Tzn. že platí

$$i_e + i_R + i_L = 0 \quad (7.19)$$

Vyjádřením i_R z rovnice (7.19) a dosazením do (7.18) obdržíme diferenciální rovnici, jejímž řešením dostaneme proud i_L ze kterého pak lze určit napětí U_V .

$$L_V \frac{di_L}{dt} = R_V \cdot (i_e - i_L) \quad (7.20)$$

Přepsáním vztahů (7.17) a (7.20) a doplněním původními vztahy (7.9) a (7.10) pro mechanickou a akustickou část, dostaneme soustavu rovnic jenž představují matematický model reproduktoru se zahrnutím ztrát vířivými proudy

$$u_e = R_e \cdot i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} + L_V \frac{di_L}{dt} \quad (7.21)$$

$$L_V \frac{di_L}{dt} = R_V \cdot (i_e - i_L) \quad (7.22)$$

$$Bl \cdot i_e = L_m \frac{d^2 x}{dt^2} + R_m \frac{dx}{dt} + \frac{1}{C_m} \cdot x + p \cdot S \quad (7.23)$$

$$p = L_a \frac{dq}{dt} + R_a \cdot q = L_a \cdot S \frac{d^2 x}{dt^2} + R_a \cdot S \frac{dx}{dt} \quad (7.24)$$

Osamostatněním nejvyšších derivací u prvních třech rovnic dostaneme.

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{1}{L_e} \left(u_e - R_e \cdot i_e - Bl \frac{dx}{dt} - L_V \frac{di_L}{dt} \right) \quad (7.25)$$

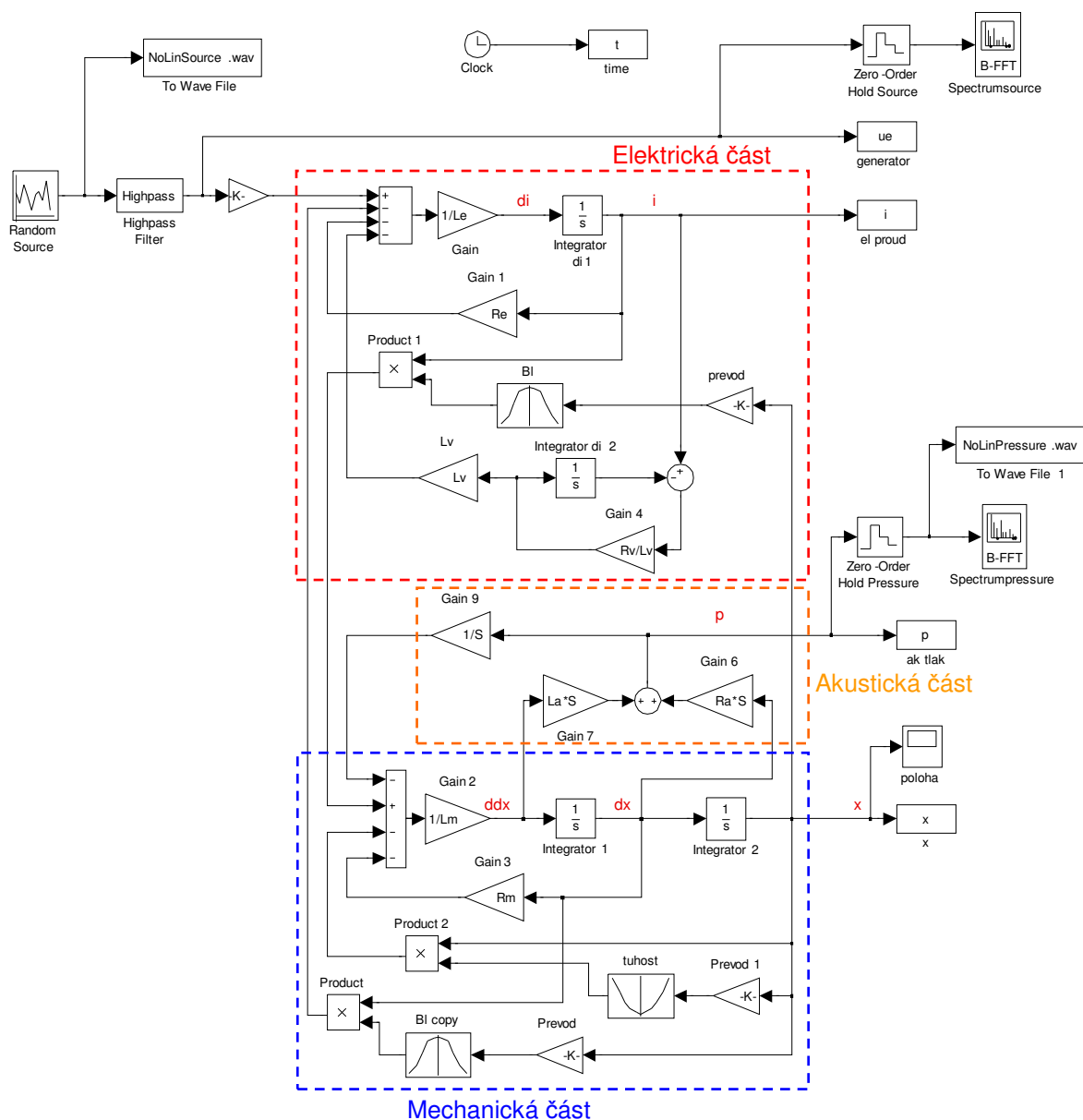
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{R_V \cdot (i_e - i_L)}{L_V} \quad (7.26)$$

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{1}{L_m} \left(Bl \cdot i_e - R_m \frac{dx}{dt} - \frac{1}{C_m} \cdot x - p \cdot S \right) \quad (7.27)$$

$$p = L_a \cdot S \frac{d^2 x}{dt^2} + R_a \cdot S \frac{dx}{dt} \quad (7.28)$$

7.5 Simulační schéma nelineárního modelu reproduktoru

Na základě soustavy diferenciálních rovnic (7.25), (7.26), (7.27) a (7.28), byl v prostředí Matlab – Simulink vytvořen následující nelineární simulační model reproduktoru se zahrnutím ztrát vířivými proudy (Obrázek 57). Nelinearity jsou modelovány pomocí bloků „LookUp Table“, které umožňují snadné definování závislosti parametrů na poloze membrány.



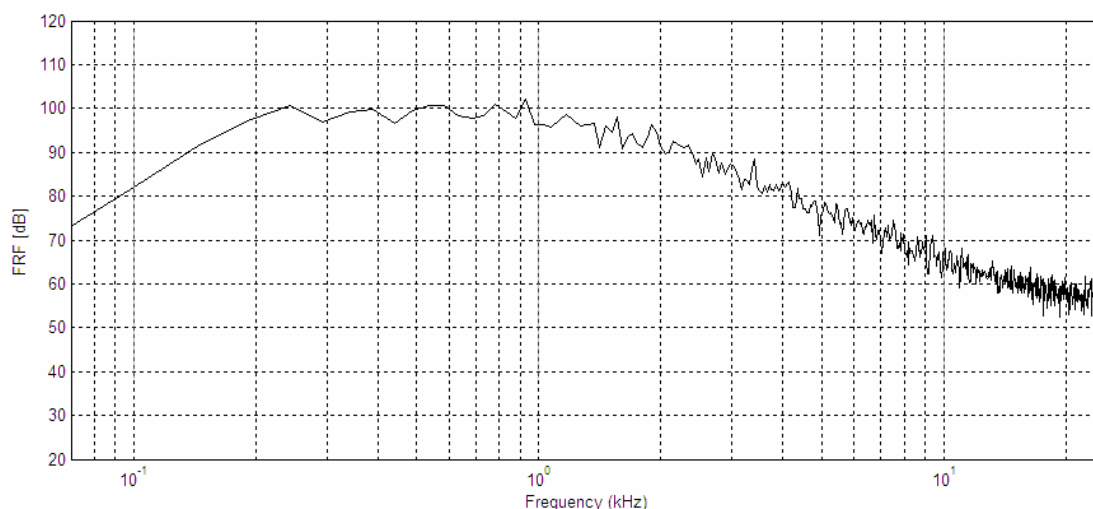
Obrázek 57 - Nelineární simulační model reproduktoru v prostředí Matlab-Simulink

Parametry modelu

Pro simulaci byly použity stejné parametry jako v případě lineárního simulačního modelu s výjimkou silového faktoru Bl a poddajnosti C_m respektive tuhosti k_m , které byly zadány pomocí tabulkových funkcí.

Výsledky získané simulací

Simulací byla získána následující frekvenční přenosová funkce (Obrázek 58) nelineárního matematického modelu reproduktoru.

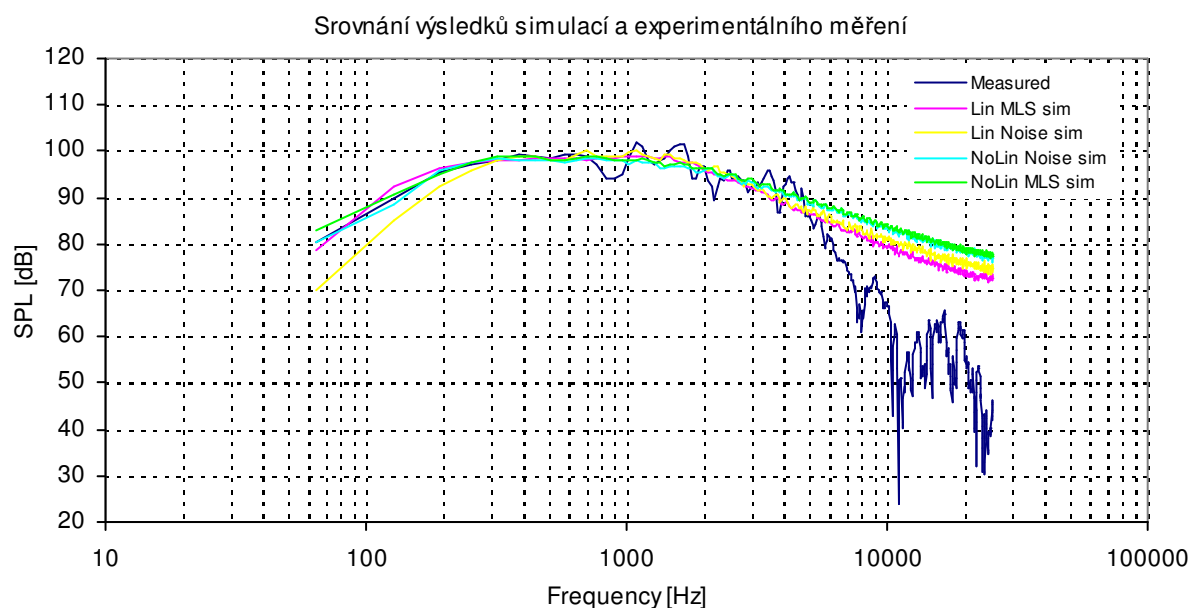


Obrázek 58 - FRF nelineárního modelu získaná simulací

Při podrobnějším rozboru získané frekvenční přenosové funkce si lze všimnout, že nad frekvencí pracovního rozsahu (1kHz), klesá FRF se strmostí 30dB/dekádu, což je způsobeno zahrnutím nelinearit do modelu. Výsledky simulace lineárního modelu naopak potvrzují očekávanou strmost 40dB/dekádu, charakteristickou pro soustavy druhého řádu.

7.6 Porovnání výsledků simulací s experimentální identifikací

Jak je patrné z uvedených simulačních schémat, byly do všech simulačních modelů vloženy bloky časových záznamů pro zápis do WAV souborů. Získané záznamy byly z důvodu předpokládaného porovnání s naměřenými daty načteny do programu Signal Analyser a pro každý pár signálů byla vyhodnocena příslušná frekvenční přenosová funkce. Získané výsledky byly pro přehlednost a snadné porovnání výsledků vloženy do jednoho obrázku (Obrázek 59).



Obrázek 59 - Srovnání výsledků simulací a experimentální identifikace FRF

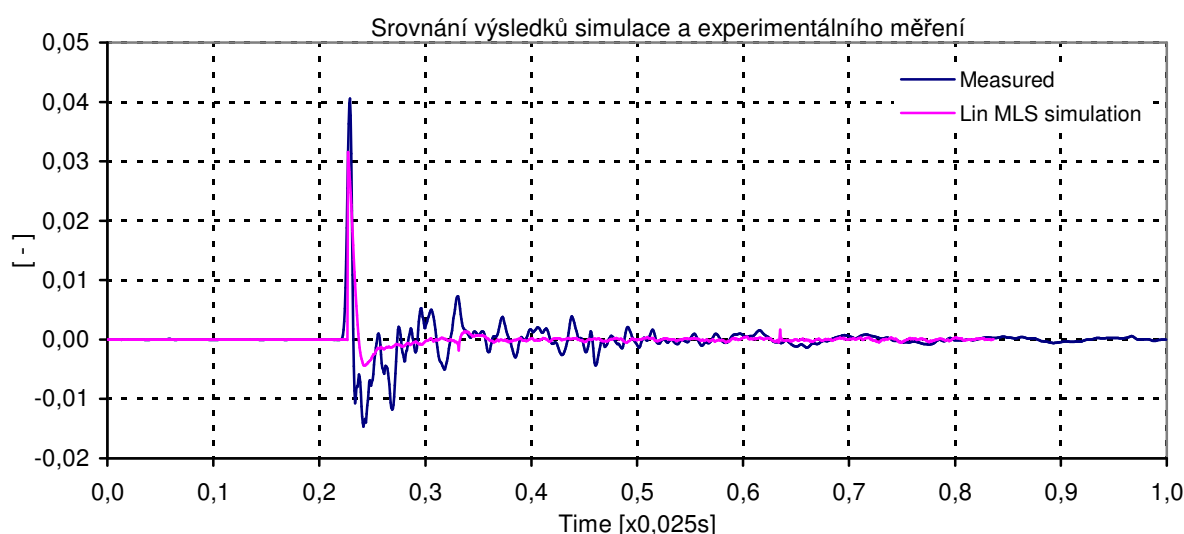
Na základě uvedených průběhů FRF lze pro oblast pracovního rozsahu a blízkého okolí konstatovat velmi dobrou podobnost obou uvedených simulačních modelů s reálným reproduktorem, zvláště pak modelu nelineárního.

V rámci práce s matematickými modely byly provedeny také simulace s budícím MLS signálem, kde je přiblížení k průběhu FRF reálného reproduktoru ještě zřetelnější.

Přestože se u popisu reproduktorů využívá hlavně frekvenční přenosová funkce, byly z časových záznamů simulací pro úplnost vyhodnoceny pomocí programu Signal Analyser i impulsní charakteristiky sestavených simulačních modelů. Při vlastním vyhodnocování se opět projevil přednost MLS signálů. Matematický model byl určen pro analýzu frekvenčních vlastností reproduktorů ve středním frekvenčním pásmu a proto nepopisuje jevy na vysokých frekvencích. V časových záznamech (lineární model buzený bílým šumem a

nelineární model pro oba signály) bylo možné pozorovat nekoherenci. To se u impulsních charakteristik projevilo naprosto neočekávanými projevy, např. v podobě neodůvodnitelného dopravního zpoždění apod. Z těchto důvodů byla vyhodnocena a uvedena pouze impulsní charakteristika lineárního modelu při buzení MLS signálem, kde lze výsledky považovat za korektní.

Následující obrázek (Obrázek 60) ukazuje porovnání impulsní charakteristiky získané experimentálně a simulací. Impulsní charakteristika získaná simulačně byla v tomto případě z důvodu přehlednosti posunuta o příslušný počet vzorků tak, aby bylo srovnání dobře zřetelné.



Obrázek 60 - Srovnání impulsních charakteristik získaných simulací a experimentálně

Rozdíl ve zvlnění impulsní charakteristiky získané experimentálně a relativně hladké impulsní charakteristiky modelu je způsobeno zvolenou přesností simulačního modelu, který nepostihuje pásmo vyšších frekvencí, což je patrné z uvedených frekvenčních přenosových funkcí (Obrázek 59).

Nepřesnost simulací a experimentu v oblasti vyšších frekvencí je dána přesností modelu, kde se velmi výrazně projevuje konstrukce reproboxu (chráněno patenty číslo: 0331566 v Evropě a číslo: 5163167 v Severní Americe), další nelinearity a v neposlední řadě i deformace jednotlivých prvků (membrány, koše reproduktoru, pláště reproboxu, apod...). Pro dosažení shody i mimo pracovní oblast by bylo nutno použít jiný přístup modelování, například metodu MKP.

Závěr

V úvodu diplomové práce byly popsány základy teorie šíření zvuku, včetně uvedení hlavních charakteristik akustických prostorů a zdrojů zvuku.

Po teoretickém úvodu pak byly navrženy měřicí metody vhodné pro experimentální identifikaci dynamických a směrových vlastností reproduktorů. Jako součást návrhu experimentálních měření byl proveden teoretický rozbor vhodných testovacích signálů, včetně popisu MLS signálů používaných pro experimentální identifikaci dynamických soustav. V rámci této části byla také sestavena funkce pro generování testovacích MLS signálů v prostředí Matlab. V návaznosti pak byla provedena příslušná experimentální měření v bezdozvukové komoře VŠB-TUO.

Porovnáním výsledků měření různých typů budicích signálů (bílý šum, pseudonáhodný bílý šum a MLS signál), lze přijmout závěr, že nejlepších výsledků bylo dosaženo za použití pseudonáhodného bílého šumu, generovaného přímo analyzátozem. Menší přesnost měření při použití MLS signálu je vyvážena snadným generováním testovacího signálu a většinou kratší, přesně definovanou délkou vzorku, díky které lze eliminovat nežádoucí znehodnocení měření.

Použití pseudonáhodných signálů lze proto při experimentální identifikaci systémů jednoznačně doporučit, neboť kompenzují nedostatky výpočetních metod, případně dispoziční podmínky reálných měření mimo bezdozvukovou komoru. Velkou předností MLS signálů je jejich determinovanost a nízká výpočetní náročnost při vlastním generování. Zároveň je nutno zdůraznit fakt, který vyplývá z teoretické podstaty MLS signálu, že si lze jednoduše vygenerovat vhodný budicí signál s libovolnou délkou a frekvenčním rozlišením dle konkrétního požadavku specifikovaného daným typem měření.

Navazující část práce se zabývá matematickým modelováním a simulací dynamických systému, kdy předmětným systémem je klasický elektrodynamický reproduktor. Model byl rozdělen na tři základní části, kdy každá z nich představuje fyzikální proces, kterých se při transformaci elektrické energie na akustickou využívá. Pro vytvoření matematického modelu byla sestavena soustava diferenciálních rovnic, vycházející ze zákonů fyziky uplatňujících se při postupné transformaci energie realizované reproduktorem. Na základě těchto diferenciálních rovnic a fyzikálních analogií bylo sestaveno ekvivalentní schéma reproduktoru. Dále byl pak po jednoduché úpravě diferenciálních rovnic v prostředí Matlab-Simulink sestaven linearizovaný simulační model.

Parametry modelu potřebných k simulaci byly z důvodu náročnosti metod identifikace těchto parametrů získány převážně z dostupné literatury. Vzorově však bylo provedeno demonstračního měření impedanční charakteristiky reproboxu a silového faktoru Bl statickou metodou.

Na základě hlubšího teoretického rozboru problematiky modelování elektrodynamických reproduktorů, byl pak navržen a sestaven nový model (vychází z původního linearizovaného modelu), který byl rozšířen o některé hlavní nelinearity, včetně zahrnutí ztrát vířivými proudy. Současně bylo nutno pro automatické zpracování a větší komfort verifikace výsledků simulací modifikovat standardní S-funkce bloků B-FFT analýzy obsažené v modelech.

V případě obou modelů byly provedeny simulace při buzení bílým šumem a MLS signálem. Výsledky získané simulací pak byly zpracovány v programu SignalAnalyser a porovnány s průběhem frekvenční přenosové funkce získané experimentálním měřením při buzení MF pásma pseudonáhodným signálem. Na základě porovnání frekvenčních přenosových funkcí lze pro frekvenční rozsah pracovní oblasti reproduktoru středního frekvenčního pásma a její těsné blízkosti, konstatovat velmi dobrou shodu obou navržených matematických modelů s reálným reproduktorem, zvláště pak modelu nelineárního.

Výsledky a postupy popsané v této práci lze využít při výuce pro přiblížení matematických metod modelování dynamických systémů a jejich simulací, protože téměř každodenní styk s tímto zařízením dává představu o jeho fyzikální realizaci. Zároveň je elektrodynamický reproduktor jako elementární elektromechanická soustava vhodným vzorovým příkladem pro matematické modelování, neboť jeho matematický popis vychází z obecně známých zákonů fyziky.

Vlastní názornost potvrzuje snadné porovnání simulačního modelu s reálným reproduktorem přímým poslechem, kdy by se měl v obou případech projevit zřetelný filtrační efekt modelované soustavy. V případě možnosti použití metod experimentální identifikace vlastností reproduktorů v rámci výuky, pak lze pomocí popsaných metod zpracování signálů a identifikace dynamických systémů, výsledky simulací a experimentálních měření srovnávat. Neocenitelným přínosem je pak zvláště pro studenty oboru automatického řízení procvičení práce s programy Matlab a Simulink.

POUŽITÁ LITERATURA

BARBARO S.; CARACAUSSI R.: *Acoustic measurement and simulation of a sport centre in Italy*, CD-ROM Proceeding of the Thitheenth International Congress on Sound and Vibration (ICSV13), July 2-6, 2006, Vienna, Austria, ISBN 3-9501554-5-7

BCSPEAKERS. *15HCX76 Product datasheet* [online]. Dostupný z WWW:
<<http://www.bcspeakers.com/PDF/PRD/15HCX76.pdf>>

BCSPEAKERS. *8MDN51 Product datasheet* [online]. Dostupný z WWW:
<<http://www.bcspeakers.com/PDF/PRD/8MDN51.pdf>>

BCSPEAKERS. *8NDLN51 Product datasheet* [online]. Dostupný z WWW:
<<http://www.bcspeakers.com/PDF/PRD/8NDLN51.pdf>>

BERANEK, L.: *Acoustics*. New York USA : Acoustical Society of America, 1996. ISBN 0-88318-494-X

CROCKER, M. *Handbook of noise and vibration control*, John Wiley and Sons, Inc., 2007

DOLEJSI J.; MIKULE A.: *Air-opened auditorium and background noise*, CD-ROM Proceeding of the Thitheenth International Congress on Sound and Vibration (ICSV13), July 2-6, 2006, Vienna, Austria, ISBN 3-9501554-5-7

DOUGLAS, D.R. *MLSSA Acoustical Measurement System*. Sarasota, FL, USA, DRA Laboratories, 2009

Environmental Noise. Primers DK BR 1626-12, Brüel & Kjær, 2001

FARANA, R. aj, 2004. *Zpracování závěrečných prací z oblasti automatizace a informatiky*, VŠB – TU Ostrava, 2004. 116 s. ISBN 80-248-0557-X

HASSALT, J.R. – ZAVERI, K. *Acoustic Noise Measurements*. Brüel & Kjær, 1988

HAVELOCK, D.; KUWANO S.; VORLÄNDER M.: *Handbook of Signal Processing in Acoustics*. New York USA, Springer Science+Business Media, 2008. ISBN: 978-0-387-77698-9

Kadlec F. *Zpracování akustických signálů*. Praha, Vydavatelství ČVUT, 1996, 194s., ISBN 80-01-01525-4

KARBAN, P. *Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink*. Brno, Computer Press, 2006, ISBN 978-80-251-1448-3

KARJALAINEN, M. Analogies and equivalent circuits. *Acoustics seminar*. 2009.

L-ACOUSTICS; *dV-Dosc dV-Sub operator manual V3*, Marcousis - France, L-Acoustics, June 2005.

NOSKIEVIČ, P. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava, Montanex a.s., 1999, ISBN 80-7225-030-2

PRODANCE. *Protokol z měření* [online]. 2004. Dostupný z WWW:
<http://www.prodance.cz/protokoly/bc_8ndl51.pdf>

SINGLETON, H., jr. *Vibration Transfer Mobility Measurements Using Maximum Length Sequences*, Springfield USA, Cross-Spectrum Labs, October 2005.

SMETANA, C. *Hluk a vibrace*, Praha, Sdělovací technika, 1998, ISBN 80-901936-2-5

SMETANA, C aj. *Ozvučování*, Praha, SNTL, 1987

Sound Intensity. Primers DK BR 0476-14, Brüel & Kjær, September 1993

ŠKVOR, Z. *Akustika a elektroakustika*, Praha, Academia, 2002, ISBN 80-200-0461-0

The MLS analysis technique and CLIO. Firenze Italy, Audiomatica, 1997.

THORBORG, K.; UNRUH D. A.; STRUCK J. Ch.: *An Improved Electrical Equivalent Circuit Model for Dynamic Moving Coil Transducers*. AES Convention Paper Presented at 122st Convention, May 5-8, Vienna - AUSTRIA

TŮMA, J. *Diagnostika strojů*, 1. vyd. Ostrava : Skripta VŠB - TU Ostrava, 2009. 138 s. ISBN 978-80-248-2116-0.

TŮMA, J. *Měření hluku*, Ostrava, VŠB-TUO Katedra ATR, 2008. výukový text k předmětu DIAGNOSTIKA

TŮMA, J. *Signal Analyser*, Ostrava, VŠB-TUO Katedra ATR, březen 2008. uživatelská příručka programu SIGNAL ANALYSER

TŮMA, J. *Signal Processing*, Ostrava, VŠB-TUO Katedra ATR, 2009. ISBN 978-80-248-2114-6

TŮMA, J. *Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT*, Praha, Sdělovací technika, 1997, ISBN 80-901936-1-7

VANDERKOOY, J. *Aspects of MLS Measuring Systems*. J. Audio Engineering Society, April 1994, Vol. 42, No. 4, s. 219-231.